

論 文

45Mb/s의 컬러 TV傳送을 위한
基本的DPCM시스템의 構成研究

正會員 朴 鍾 碩* 正會員 李 晚 燮** 正會員 金 在 均***

Design and Implementation of a Composite
DPCM System for NTSC Color TV Signal

Jong Seok PARK*, Man Seop LEE and Jae Kyoon KIM, Regular Members

要 約 既存의 44.736Mbps 傳送路에 適用하여 컬러TV信號를 傳送할 수 있는 合成信號形DPCM시스템이 設計, 構成되었다. 使用된 豫測方法은 4개의 畫素를 利用하는 既存의 2次元豫測方法이며 5비트에 해당하는 非線形量子器가 使用되었다. 實時間處理를 위해 主로 ECL素子가 많이 使用되었다. 實驗結果를 통하여 本DPCM시스템은 既存의 傳送路를 使用하여 TV放送信號를 CATV品質이상으로 傳送할 수 있는 能力이 있음을 確認할 수 있었다.

ABSTRACT A composite DPCM system is designed and implemented for the transmission of a NTSC color TV signal over a 44.736Mbps channel. It is based on an intra-field fourth-order linear predictor and a nonlinear quantizer of five bits. The predictor preserves both the luminance and the chrominance components through one predictor. To accommodate the speed requirement for real time processing, mainly high speed ECL gates and memory devices are used in the hardware implementation. Experimental results show that this composite DPCM system can be applicable for a practical trasmission of color TV signal with CATV quality.

1. 序 論

映像信號의 데이터減縮에는 DPCM(differential pulse code modulation), 變換減縮(transform coding), 複合減縮(hybrid coding)등 여러 方法들이 있다.

이 중에서 DPCM方式은 比較的 하아드웨어의 實現이 容易하고 커나란 性能의 損失없이 쉽게

데이터減縮率을 1/2~1/3정도 얻을 수 있으므로 1952년 Cutler에 의해 提唱된 이래 그 性能向上을 위해 많은 發展을 하여왔다^{(1)~(4)}.

그러나 商用放送에 使用되는 合成컬러TV信號(composite color TV signal)를 DPCM方式으로 減縮하려는 努力은 1970年代初부터 試圖되었다. 이들은 合成컬러TV信號를 黑白成分(luminance component)과 色彩成分(chrominance component)으로 分離하여 각각을 DPCM하는 成分別DPCM法(component DPCM method)과 合成컬러TV信號를 그대로 DPCM하는 合成信號形DPCM法(composite DPCM method)으로 크게 나뉘어진다^{(5)~(15)}.

成分別DPCM法은 分離된 각 成分들 사이의 相關關係(correlation)를 充分히 利用할 수 있기 때문에 合成信號形DPCM法보다 優越한 性能을 얻을 수 있는 반면 그 하아드웨어가 매우 複雜해

* (株)金星社中央研究所
Central Reserch Lab.
Gold Star Co. Ltd, Seoul,
150 Korea.

*** 韓國科學技術院電氣 및 電子工學科
Dept. of Electrical Engineering, Korea Advanced Institute of Science and Technology, Seoul,
131 Korea

論文番號 : 83- 22 (接受 1983.11.12.)

지게 된다¹⁶⁾. 한편 合成信號形DPCM法은 각 成分을 分離할 必要가 없으므로 한번의 DPCM과정을 거치면 되고 또한 각 成分사이의 均衡(color balance)을 따로 조절하지 않기 때문에 成分別DPCM法에 비하면 하드웨어의 實現이 매우 簡單해진다^{17),18)~22)}. 따라서 成分別DPCM法은 주로 人工 衛星을 使用한 遠距離映像信號傳送에 適合하며 合成信號形DPCM法은 局間傳送(local transmission)과 같은 近距離傳送에 適合하게 된다⁷⁾.

本論文에서는 하드웨어構成을 簡單히 하기 위해 合成信號形DPCM法을 採擇하였으며 既存의 豫測方法(prediction method)을 使用하여 國內의 第三次PCM계층의 傳送速度인 44.736Mbps로 傳送할 수 있는 한 DPCM시스템을 設計, 構成하였다. 本論文에서는 먼저 시스템의 構成概要와 主要構成要素인 豫測器와 量子器의 構造가 檢討되었다. 그리고 하드웨어의 設計內容과 實驗檢討의 順序로 敘述되었다.

2. DPCM시스템의 構成概要

本研究에서 構成한 合成信號形DPCM 시스템의 基本構造는 그림 1 과 같다.

入力비디오信號는 그 變動範圍(dynamic range)가 level shifter와 LPF에서 ADC의 入力範圍에 맞도록 조절된다. 入力信號는 또한 主同期信號發生器(master clock generator)에도 들어가서 TV信號에 포함된 컬러副搬送波(color subcarrier)에 同期된 44.370MHz의 主同期信號를 만들어 낼 수 있도록 하고 있다. 한편 ADC에서 發生된 8bit/sample의 디지털信號는 DPCM encoder에서 그 데이터량이 縮小되어 44.370Mbps로 transmitting interface에 가해진다. 여기서는 이것을 stuffing 同期方式에 의해서 44.736Mbps의 傳送速度로 내보낸다.

receiving interface는 44.736Mbps의 受信데이터로부터 다시 44.370Mbps의 純粹한 映像데이터를 分離하며 decoder에서 使用할 수 있도록 44.370

MHz의 主同期信號도 再生시켜 준다. decoder以後는 이 信號들을 利用하여 encoder의 逆過程을 통하여 원래의 TV信號를 再生하게 된다. 이 때 水平同期信號週期の 全時間領域을 DPCM하게 된다. 그리고 水平走査線(scan line)마다의 標本化數는 564이며 各標本の 傳送데이터는 5 bit/sample이다. 또 ADC의 入力變動範圍는 TV信號의 電壓이 75Ω으로 임피던스 정합된 同軸케이블 終端에서 1V_{p-p}로 設計되었다.

標本化周波數는 다음 章에서 說明하게 될 豫測方法과 傳送速度 및 量子器(quantizer)의 레벨數등과 함께 고려해서 그 값이 決定된다.

本研究에서 使用된 豫測方法은 合成信號에 대한 豫測이면서도 黑白成分(luminance component)과 色彩成分(chrominance component)이 별도로 고려된 四次線形豫測方法이다^{17),19)}. 그래서 標本化周波數 f_s 는 TV의 水平走査周波數 f_H (horizontal scanning frequency)의 整數倍(n)로서 映像信號帶域幅의 2倍以上이면서도 傳送路의 傳送速度를 넘지 않도록 정했다.

즉

$$\begin{aligned} f_s &= n \cdot f_H \\ &= 564 \times 15,734.264 \\ &\approx 8.874 \text{ [MHz]} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 量子器의 量子化레벨數를 32로 정하면 映像信號의 出力은 44.370Mbps가 된다. 式(1)에서 標本化周波數는 f_H 에 同期되어 있어야 하는 것을 알 수 있는데 本研究에서는 式(2)의 關係를 利用하여 入力TV信號에 포함된 컬러副搬送波(f_{sc})로부터 標本化周波數를 얻고 있다.

$$f_{sc} = \frac{455}{2} \cdot f_H \quad (2)$$

3. 豫測器와 量子器

合成信號形DPCM시스템의 豫測方法에는 chro-

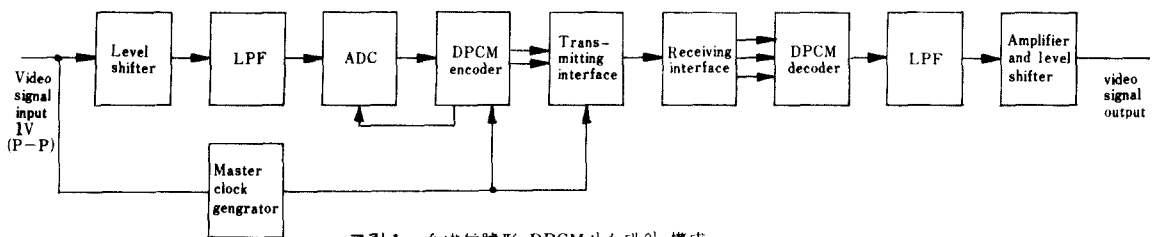


그림 1 合成信號形 DPCM시스템의 構成
Block diagram of a composite DPCM system.

minance-corrected prediction⁽⁹⁾, higher-order prediction⁽¹⁰⁾, planar prediction⁽¹¹⁾, comb-filter integration prediction⁽¹²⁾ 등이 있다. 本研究에서는 標本化周波數 f_s 가 送受周波數의 整數倍와 無關係한 Sawada-Kotera의 方法⁽¹³⁾을 採擇하였다. 本豫測方法은 같은 映像피엘드(field)에 있는 4개의 畫素(picture element)를 使用하는 1종의 二次元豫測方法으로서 그 內容은 다음과 같다.

合成된 送受TV信號 $X(t)$ 는 黑白成分 $Y(t)$ 와 色彩成分 $C(t)$ 로 나뉘어져 있으며 色彩成分은 다음과 같이 送受波로 QAM(quadrature AM) 變調되어 있다^(14,15).

$$\begin{aligned} X(t) &= Y(t) + C(t) \\ &= Y(t) + I(t) \cos 2\pi f_{sc}t + Q(t) \sin 2\pi f_{sc}t \end{aligned} \quad (3)$$

한편 TV畫面上에서 標本化된 畫素들은 式(1)의 關係로부터 그림 2와 같이 正方形의 配列(array)을 유지하게 된다. 그러므로 式(2)과 式(3)의 關係때문에 均一한 映像에 있어서는 垂直方向의 이웃 畫素들의 色彩成分은 서로 位相이 180°의 差를 띠게 된다. 따라서 다음과 같은 近似式들이 成立한다.

$$\begin{aligned} X_n &= Y_n + C_n \\ X_a &= Y_a + C_a \cong Y_b - C_b \\ X_c &= Y_c + C_c \cong Y_d - C_d \end{aligned} \quad (4)$$

또한 現在の 畫素 X_n 에 대한 豫測值 \hat{X}_n 의 成分中에서 黑白成分豫測值 \hat{Y}_n 은 가까운 直前值로 할 수 있으며 色彩成分豫測值 \hat{C}_n 은 直上值의 陰數로 할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{X}_n &= \hat{Y}_n + \hat{C}_n \\ &\cong Y_n - C_n \end{aligned} \quad (5)$$

여기에 式(4)를 代入하면 아래와 같은 簡單한 豫

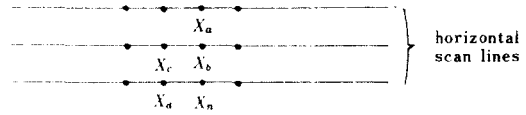


그림 2 標本化된 畫素
Sampled picture elements.

測式을 얻을 수 있다.

$$\hat{X}_n \cong \frac{1}{2} (X_a - X_b + X_c + X_d) \quad (6)$$

현재 DPCM시스템에서는 傳送路誤差(bit error)의 波及效果를 줄이기 위해서 式(6)의 豫測方法에 1보다 작은 係數를 곱해서 使用한다. 하야드데이의 實現을 簡單히 하기 위해서 이 係數를 15/16로 決定하면 豫測值는 다음과 같이 表現된다.

$$\hat{X}_n = \frac{15}{32} \cdot (X_a - X_b + X_c + X_d) \quad (7)$$

그림 3과 같이 DPCM encoder에서 主要한 또 하나의 構成要素는 量子器이다. 本研究에서는 Sawada-Kotera의 5비트 量當의 非均等量子器(non-uniform quantizer)를 使用하였다⁽⁷⁾.

encoder와 decoder에서 量子化된 誤差信號는 豫測信號와 합하기 전에 다시 실제의 값으로 變換된다. 여기서 실제의 量子化값은 30레벨 뿐이며 量子器符號中에서 00000과 11111은 傳送데이터 프레임의 同期符號(frame synchronization character)로 使用된다.

分散(variance)이 σ^2 인 TV信號가 本시스템에 가해졌을 때 豫測誤差信號의 確率密度函數 $f(e)$ 를 알면 量子化雜音에 대한 SNR_p (peak signal power to quantizing noise power ratio)를 一般的으로 다음과 式으로 구할 수 있다⁽¹⁶⁾.

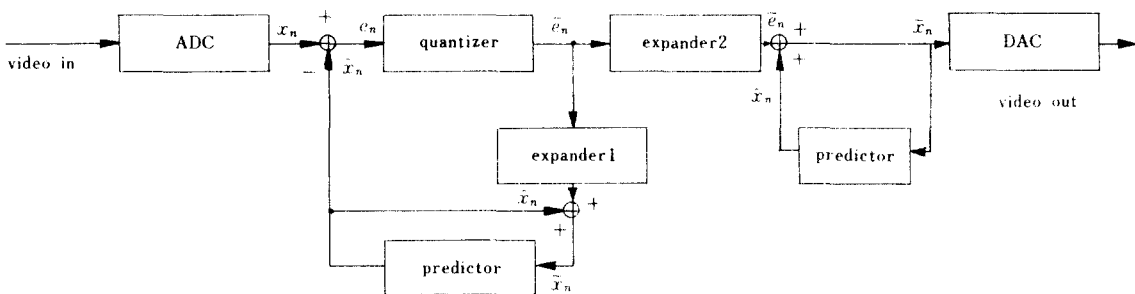


그림 3 DPCM encoder 와 decoder
DPCM encoder and decoder.

$$SNR_p = 10 \log \frac{V_{p-p}^2}{D_e} \quad (8)$$

$$D_e = \sum_i \int_{d_i}^{d_{i+1}} (e - r_i)^2 f(e) de \quad (9)$$

式(8)에서 V_{p-p} 는 入力信號의 peak-to-peak값으로서 本시스템에서는 8비트로 標本化하기 때문에 255가 된다. 또한 式(9)에서 d_i 는 量子器에서의 判別值(decision level)를, r_i 는 그 때의 代表值를 나타낸다. 여기서 d_i 및 r_i 는 量子器構造를 통해서 알 수 있는 값이다. 여기서 $f(e)$ 는 一般的으로 Laplacian 分布를 갖는 것으로 알려져 있다^{10, 11}. 즉,

$$f(e) = \frac{1}{\sqrt{2} \sigma_e} \exp\left(-\frac{\sqrt{2}}{\sigma_e} |e|\right) \quad (10)$$

여기서 σ_e 는 誤差信號의 標準偏差이다.

한편 入力信號의 分散(σ^2)과 豫測誤差信號의 分散(σ_e^2)과의 관계는 量子化雜音의 影響을 無視하면 다음과 같이 表現된다¹⁰.

$$\begin{aligned} \sigma_e^2 &= E[(X_n - \hat{X}_n)^2] \\ &= E[(X_n - \sum_i a_i X_i)^2] \\ &= \sigma^2 \left[1 - 2 \sum_i a_i E[X_n X_i] / \sigma^2 + \sum_{ij} a_i a_j E[X_i X_j] / \sigma^2 \right] \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 $|a_i|$ 는 豫測值 \hat{X}_n 이 주위의 畫素들에 의한 線形豫測으로 表現될 때의 豫測常數를 나타낸다. 式(11)에서 알 수 있듯이 豫測誤差信號의 電力値는 주위 畫素들 간의 相關係數(correlation coefficient)와 豫測常數들에 의해서 決定된다. 相關係數의 값들은 實驗的測定으로 구할 수 있겠으나 TV映像의 共分散(covariance)모델, 標本化周波數 그리고 式(3)의 信號特性들에 의해서 近似的으로 구할 수도 있다. 式(6)의 線形豫測에 대해 Sawada가 구한 이들 相關係數의 값을 式(11)에 代入하면 豫測誤差의 電力은 다음과 같이 된다¹⁰.

$$\sigma_e^2 \cong 0.1265 \sigma^2 \quad (12)$$

式(12)를 式(10)에 넣어 式(9)를 풀면 D_e 는 入力信號의 標準偏差 σ 의 函數로 表示된다. 따라서 式(8)의 SNR_p 도 σ 의 函數로 나타나며 그 結果는 그림 10과 같다. 여기서 8비트로 A/D變換된 TV信號의 標準偏差는 20~45 정도로 알려져 있으며¹⁶ 이 範圍에 대해 SNR_p 는 44~50dB가 됨을 알 수 있다.

4. 하아드웨어設計

4-1 主同期信號發生器(main clock generator)

本시스템의 標本化信號는 式(1)의 關係가 있어야 하지만 式(2)를 利用하여 다음과 같이 바꾸어 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} f_s &= 564 f_H \\ &= 564 \frac{2}{455} f_{sc} \end{aligned} \quad (13)$$

그리고 DPCM encoder에서의 傳送速度가 f_s 의 5배인 44.370Mbps인 것을 고려하여 主同期信號는 컬러副搬送波로부터 PLL을 걸어 얻을 수 있다. 즉 主同期信號周波數는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} f_m &= 5 f_s \\ &= \frac{5640}{455} f_{sc} \end{aligned} \quad (14)$$

그림 4에 主同期信號發生器의 構造를 나타내었다.

4-2 Encoder

本시스템에서 가장 重要한 encoder의 構造를 그림 5에 나타내었다. 이것은 式(7)의 豫測方法을 實際로 具現한 것이다. 그림 2와 聯關지어 本encoder의 動作內容을 說明하기로 한다. 그림 5에서 메모리 A, B에는 각각 샘플된 데이터 X_a , X_b 가 들어 있으며 이들은 read카운터가 指示하는 位置에서 읽혀지게 된다. 읽혀진 데이터는 latch 1, 2에 각각 들어가며 latch 3, 4에는 각각 데이터 X_a , X_c 가 들어간다. 이들 데이터를 利用해서 減算器와 加算器를 통해 豫測值 \hat{X}_n 을 얻어낸다. \hat{X}_n 은 實際의 ADC出力인 X_n 에 減算되어 豫測誤差(prediction error)가 되며 이는 量子器와 MUX를 통해 44.370Mbps의 速度로 傳送된다²¹.

한편 다음 畫素의 豫測을 위해서 必要한 再生데이터 \hat{X}_n 은 latch 3을 통해서 메모리로 들어가며 이 때의 位置는 write카운터가 指示한다²¹.

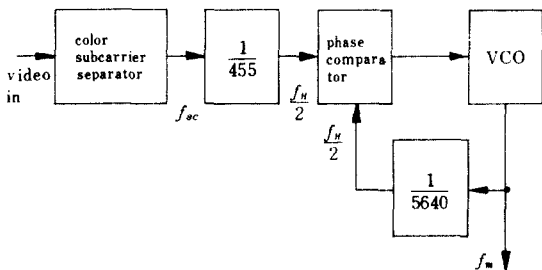


그림 4 主同期信號發生器의 構造
Block diagram of the main clock generator.

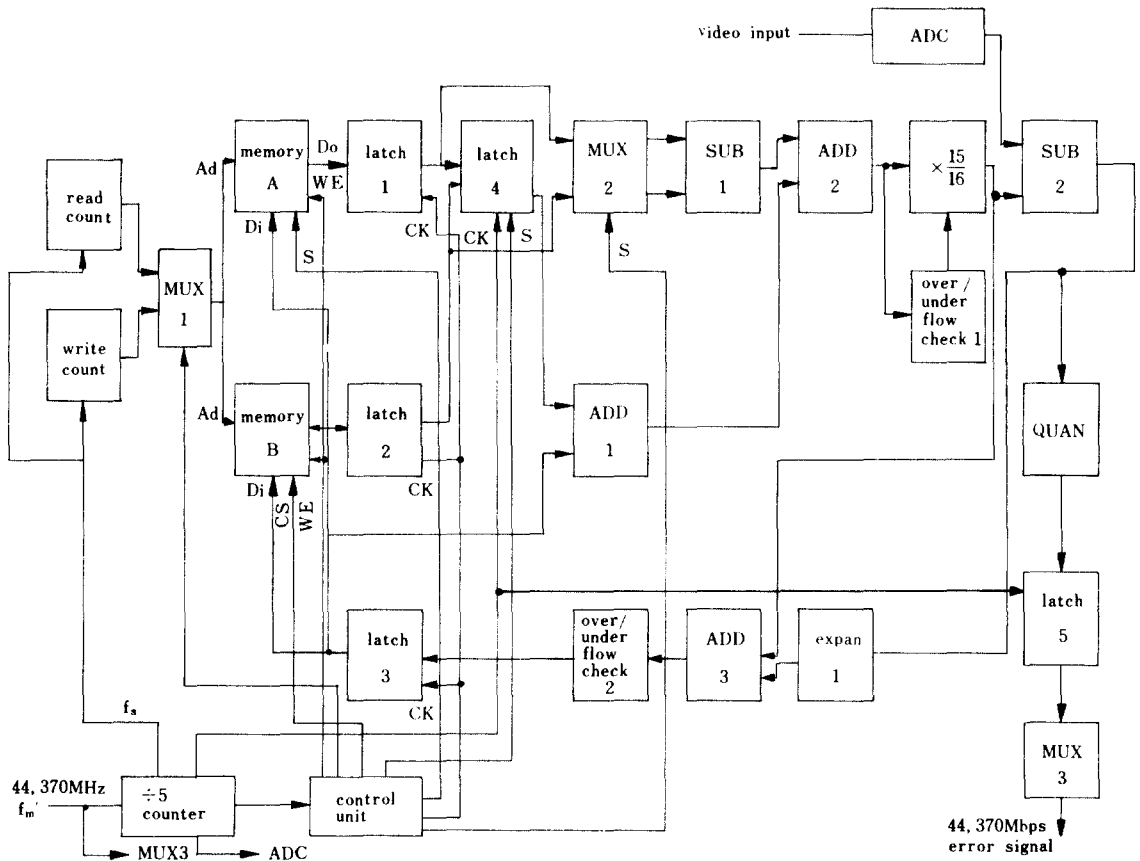


그림 5 Encoder의 구성
Block diagram of the encoder.

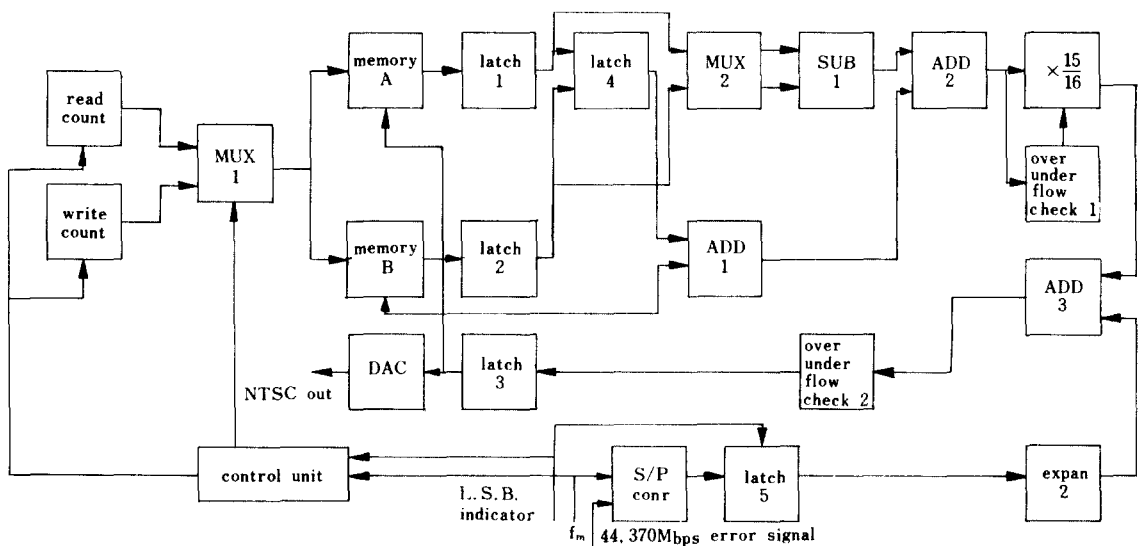


그림 6 Decoder의 구성
Block diagram of the decoder.

encoder는 標本化周波數인 8.874MHz의 速度로 위에서 說明한 것과 같은 動作을 되풀이 하여 遂行하여야 한다. 즉 한번 全体動作을 끝내는데 $1/8.874[\text{MHz}] \approx 113[\text{ns}]$ 以下の 時間을 消費하여야 實時間處理(real time processing)가 可能的 것이다. 따라서 本시스템은 各段에서의 處理時間을 줄이기 위해 주로 ECL을 使用하고 있다. ADC의 標本化信號는 主同期信號를 五等分하여 얻고 있으며 이는 encoder에서 供給된다.

4-3 Decoder

本시스템에서 使用된 decoder의 構造를 그림 6과 같다. 이것은 encoder의 構造와 거의 같기 때문에 여기서는 특별히 다른 部分만 說明하기로 한다. 그림 6에서 receiving interface에 供給되는 44.370Mbps의 데이터와 主同期信號 및 LSB表示信號는 각각 制御部和 serial to parallel converter (SPC)로 들어간다. SPC에서는 병렬의 5비트 豫測誤差信號가 얻어진다. 이것은 latch 5로 latch시키는 時間은 LSB表示信號로 決定된다. latch 5에서 安定化된 豫測誤差信號는 擴張器(expander)에서 8비트로 變換된다. 이는 加算器(ADD2)에서 豫測值 \hat{X}_n 과 합해지는데 그 結果는 量子化雜音이 들어간 원래 데이터인 X_n 이 된다. 이것은 latch 3에서 安定化된 후 DAC와 LPF를 통하여 encoder에 들어간 信號와 거의 같은 TV信號가 된다. 本시스템에서 使用한 LPF는 decoder 出力에서의 aliasing效果를 줄이기 위해 遮斷特性이 -70dB/oct 정도인 7次chebishev LPF로 設計되었다²⁾.

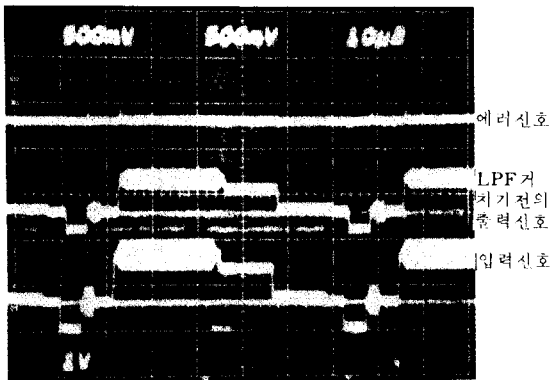
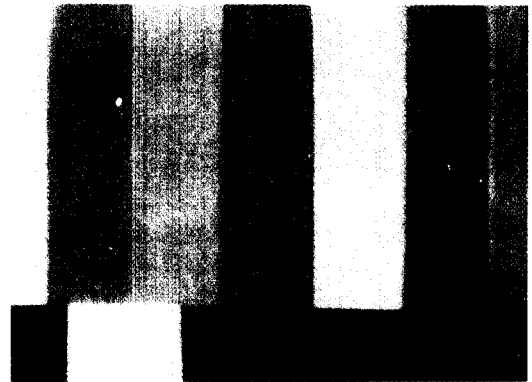


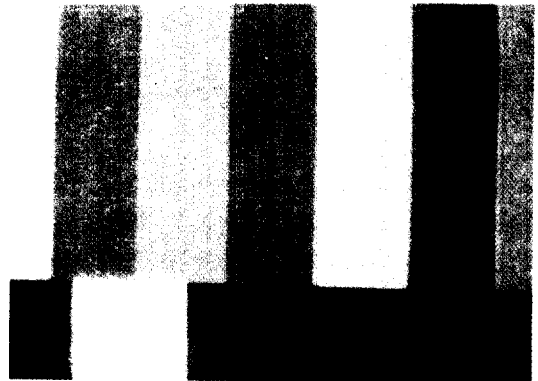
그림 7 入力信號와 decoder出力信號 및 誤差信號波形
Waveforms of input, decoder output, and error signal.

5. 實驗結果

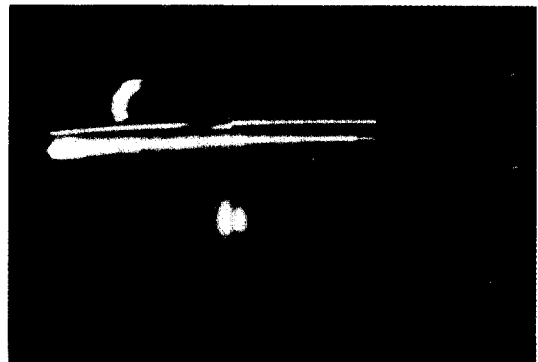
本研究를 통해서 構成된 DPCM시스템을 利用하여 subjective test와 SNR_P 를 測定하였다. 그림 7에 나타낸 것은 TV信號로서 encoder入力波形과 decoder出力波形 및 豫測誤差이다. 豫測誤差는



(a) 입력패턴

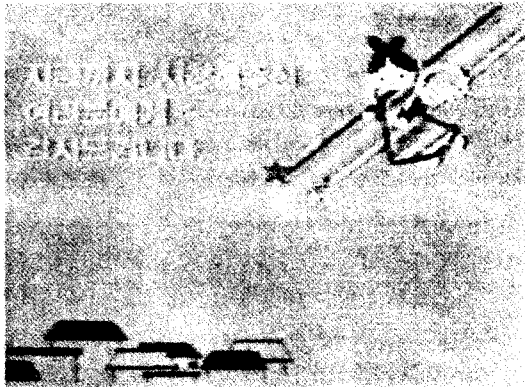


(b) DPCM 출력패턴



(c) 에러신호 패턴

그림 8 EIA標準패턴
Subjective test for EIA standard pattern.



(a) 입력



(b) 출력

그림 9 TV放送畫面
Subjective test for broadcasting TV picture.

大部分 상당히 작은 값을 維持하고 있지만 入力信號가 크게 變化하는 水平同期區間에서는 몇몇 작은 값을 誤差를 보이고 있다. decoder出力과 入力信號와는 거의 相違가 없을 정도로 類似하다.

EIA標準테스트에 대한 入力와 出力 및 誤差畫面은 그림8에 나타나있다. 여기서 보면 出力畫面은 入力畫面에 비해 약간의 slope over load雜音과 granular雜音이 觀測되며 全体的으로 畫質이 약간 떨어짐을 알 수 있다. 誤差畫面은 全体的으로 매우 어두우며 이는 그 값이 작은 값임을 나타내는 것이다.

그림 8 (c)에서 畫面가운데 밝은 줄이 水平으로 있는 것은 誤差信號가 그림에서 알 수 있는 것처럼 水平 및 垂直同期信號가 없기 때문이다. 誤差畫面에 垂直線이 規則的으로 있는 것은 入力畫面이 급하게 변하는 部分에서 큰 誤差가 發生하기 때문이며 이는 그림 7의 波形에서 觀察한 것과 같은 結果를 보이고 있다. 그림 9는 實際放送信號에 대한 畫面의 EIA標準테스트이다. 그 變化가 작아지 않으므로 出力畫面은 入力畫面과 거의 비슷하다고 볼 수 있다.

SNR_p 를 實驗的으로 구하기 위해서는 式(8)의 D_p 를 測定하여야 하지만 이를 직접 測定하기에는 많은 어려움이 있어서 豫測誤差信號의 電力(σ_e^2)를 測定한 후 약간의 理論的假定을 導入하여 間接的으로 SNR_p 를 測定하였다. 즉 이 假定은 豫測誤差信號가 Laplacian分布를 가진 양子器의 動作이 確實하다는 것이다. 이 2개의 假定을 통해 測定된 σ_e^2 를 利用하여 D_p 를 구할 수 있

은 이의 計算에 式(9)가 使用되었다. σ_e^2 를 測定하기 위하여 豫測誤差信號를 DAC에 通過시켜 true RMS meter로 그 값을 測定하였다.

encoder의 入力信號는 TV放送畫面중에서 選擇하였으리 理論值와 比較를 쉽게 하기 위해 分散(σ^2)이 다른 많은 信號에 대해 SNR_p 를 測定하였다. 그림10에 測定된 SNR_p 와 理論值를 함께 나타내었다. 여기서 보면 兩者는 약 1dB程度의 誤차를 보이고 있으며 보통 TV信號의 標準偏差(σ) 값인 20~45 정도에서 SNR_p 는 적어도 45dB 이상 일 것이라는 것을 알 수 있다.

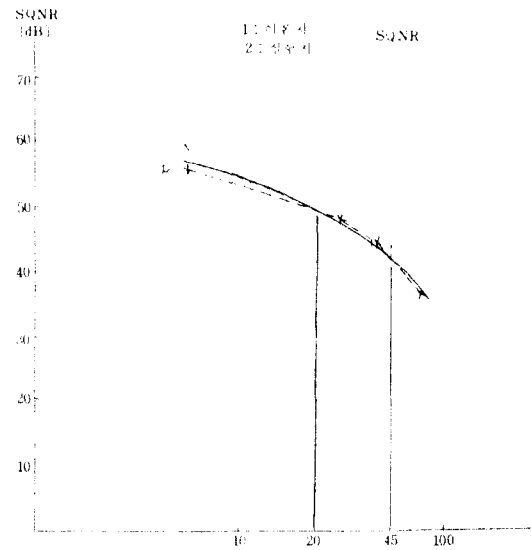


그림 10 測定된 SQNR와 理論值
Experimental and theoretical SQNR.

6. 結 論

映像信號에 대한 데이터縮小 및 디지털通信에의 應用으로서 DPCM시스템이 設計, 製作되었다. 傳送速度는 國內의 T₃級傳送路에 맞도록 44.736 Mbps로 하였으며 合成TV信號를 그대로 DPCM하는 合成信號形DPCM法이 採擇되었으나 各成分에 대한 豫測이 分離되어 反映되는 二次元豫測方法이 使用되었다.

本研究를 통해 나타난 結果는 標準EIA 패턴에 대해서는 약간의 granular雜音과 slope over load雜音이 觀測되었지만 比較的 畫面의 變化가 심하지 않은 TV放送信號에 대해서는 거의 원래 畫面과 區別하기 힘든 양호한 結果가 나타났으며 測定된 SNR_p는 보통 放送信號에 대해 적어도 45dB以上 되어졌다. 따라서 本DPCM시스템을 豫測方法 및 量子器의 構成內容을 약간 改善한다면 44.736Mbps의 傳送速度로서 TV信號를 CATV(cable TV)品質以上으로 傳送하고 또한 再生할 수 있는 能力이 있음을 確認하였다.

本 研究는 韓國電氣通信 研究所의 研究費支援으로 遂行되었음.

参 考 文 献

(1) W. K. Pratt, "Image transmission techniques," Academic Press New York, pp. 73-122, 1979.
 (2) C. C. Cutler, "Differential quantization of communication signals," U. S. Patent 2,605,361, July 1952.
 (3) J. Max, "Quantizing for minimum distortion," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-16, pp. 7-12, Mar. 1960.
 (4) D. K. Sharma and A. N. Netravali, "Design of quantizers for DPCM coding of picture signals," IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, pp. 1267-1274, Nov. 1977.
 (5) L. S. Golding, "DITEC-A digital television communications system for satellite links," 2nd Int'l Conf. Digital Satellite Commun., Paris, Nov. 1972.
 (6) K. Sawada and H. Kotera, "NTSC color TV component separation DPCM coding system," Rev. Elect. Commun. Lab., vol. 27, Nov.-Dec. 1979.

(7) K. Sawada and H. Kotera, "32Mbit/s transmission of NTSC color TV signals by composite DPCM coding," IEEE Trans. Commun., vol. COM-26, pp. 1432-1439, Oct. 1978.
 (8) Y. Hatori and H. Yamamoto, "Predictive coding for NTSC composite color television signals based on comb-filter integration method," Trans. IECE Jap., vol. E-62, pp. 201-208, Apr. 1973.
 (9) J. E. Thompson, "Data compression of composite color television signal using chrominance corrected prediction," IEEE Trans. Commun., vol. COM-22, pp. 1106-1113, Aug. 1974.
 (10) S. Lee and K. R. Rao, "A video codec: transmitter," IEEE Trans. Broad., vol. BC-27, pp. 29-38, June 1981.
 (11) J. B. Wu and K. R. Rao, "Digital TV receiver for NTSC color TV signals with dual word-length DPCM coding," IEEE Trans. Broad., vol. BC-28, pp. 20-24, Mar. 1982.
 (12) V. Devarajan and K. R. Rao, "DPCM coders with adaptive prediction for NTSC composite TV signals," IEEE Trans. Commun., vol. COM-28, pp. 1079-1080, July 1980.
 (13) R. H. Stafford, "Digital television," John Wiley & Sons New York, pp. 46-58, 1980.
 (14) Y. Iijima and N. Sujuki, "Experiments on higher order DPCM for NTSC color television signals," Paper Tech. Group, Commun. System, IECE Jap., CS74-63, Aug. 1974.
 (15) M. Ishii, K. Hanahara and T. Honna, "Directive differential PCM of NTSC color TV signals," Fujitsu Scient. & Tech. J., pp. 49-62, June 1977.
 (16) C. N. Herrick, "Color television: Theory and servicing," Prentice-Hall, 1977.
 (17) M. S. Kiver and M. Kaufman, "Television simplified," Von Nostrained Reinhold Company, 1973.
 (18) J. B. O'Neal and T. R. Natarajan, "Coding isotropic images," IEEE Trans. Commun., vol. IT-23, pp. 697-707, Nov. 1977.
 (19) K. Sawada and H. Kotera, "NTSC color TV signals composite DPCM prediction algorithm," Elect. Commun. Lab. Tech. J., vol. 27, pp. 1723-1735, 1978.
 (20) J. B. O'Neal, "Predictive quantizing system (differential pulse code modulation) for the transmission of television signals," Bell Syst. Tech. J., vol. 45, pp. 689-721, May-June 1966.
 (21) 朴鍾碩, "Color TV 신호를 위한 Composite DPCM의 설계 구성," 한국과학기술원 석사논문, 1983.

★全 在 均: 本學會誌p. 150 참조.



朴鍾碩(Jong Seok PARK) 正會員
 1958年10月2日生
 1981年2月: 釜山大學校工科大学電子工學科卒業
 1983年2月: 韓國科學技術院電氣 및 電子工學科卒業(工學碩士)
 1983年3月~現在: (株)金星社中央研究所勤務



李曉燾(Man Seop LEE) 正會員
 1952年12月25日生
 1976年2月: 釜山大學校工科大学電子工學科卒業
 1978年2月: 釜山大學校大學院電子工學科卒業
 1979年6月~現在: 韓國電氣通信研究所光通信研究室勤務
 1982年3月~現在: 韓國科學技術院電氣 및 電子工學科(韓國電氣通信研究所산학제博士課程)