

PFM方式에 의한 칼라TV 信號의 光纖維 傳送試驗

柳康熙 · 姜玟鎬 / 光通信研究室

PFM(Pulse frequency modulation) 方式을 利用하여 CATV品質의 NTSC 칼라TV 信號를 光出力이 -3dBm 인 GaAlAs 반도체 레이저를 使用하여 光纖維로 傳送하였다.

광 검출기로는 Si-APD(Avalanche photo diode)를 使用하였으며 -35dBm 이상의 受信 光 power에서 測定된 DG(Differential gain)와 DP(Differential phase)는 각각 4.5%, 2.5° 이내 이었으며 SNR(Signal to noise ratio)은 49dB 이상이였다.

구성한 시스템의 마진은 32dB이기 때문에 傳送損失이 3dB/km 인 광섬유를 使用할 경우, 약 6km 距離에서 충분한 마진으로 스튜디오 品質에 相応하는 無中繼 有線傳送할 수 있음을 確認하였다.

I. 序 論

光纖維 通信의 利点으로는 크게 低損失, 広帶域, 非電導性을 들 수 있다. 低損失, 広帶域性에 의하여 기존 전송선로보다 대용량의 情報를 장거리 無中繼傳送할 수 있고 비전도성에 의하여 전자유도장애를 받지 않으므로 누화 혼선에 영향받지 않는 高品質의 信號를 傳送할 수 있

다. 이러한 여러 利点 때문에 有力한 應用分野 중의 하나로는 광대역 TV信號의 有線傳送을 들 수 있다.

TV信號는 音聲信號에 비하여 1,000배 이상의 대역폭을 가지므로 有線 傳送時 傳送 대역폭이 큰 傳送 媒体를 必要로 한다. 여기서 기존 同軸 케이블과 간단히 比較하여 보면, 同軸 케이블은 주파수 대역에 따라 傳送 特性이 變化하고 또 傳送 損失도 極히 커서 근거리에서는 유용하지만 수km 이상만 떨어져도 中繼器, 등화기 등의 使用이 不可避해진다. 반면 현재 商用되고 있는 광섬유는 주파수 대역이 $500\text{MHz} \cdot \text{km}$ 이상이고, 損失이 5dB/km 이하이므로 중계기, 등화기 등이 없이도 수 km까지 無中繼 傳送이 可能하며 전자유도 장애를 전혀 받지 않아 화면의 品質도 깨끗하게 傳送할 수 있다.

TV信號를 光信號로 變換하여 傳送하는 方式 중 가장 基礎的인 方式은 TV 기본대역(Base band) 信號로, 직접光源을 驅動하여 傳送하는 方式이며 光源과 광검출기에 의한 信號의 歪曲이 深刻한 問題가 되므로 직선성이 좋은 LED(Light emitting diode)와 PIN(光檢出器)를 주로 使用한다.^[1]

LED-PIN 전송방식보다 장거리를 無中繼 전송하기 위하여는 LED보다 광출력이 크고 분산

특성이 좋은 LD(Laser diode)를 광원으로 사용하고 PIN보다 感度가 좋은 APD(Avalanche photodiode)를 광검출기로 사용하여야 한다. 그러나 LD-APD 전송방식은 LED-PIN 방식에 비하여 직선성이 떨어지므로 信符를 펄스 變換하여 伝送하는 것이 바람직하다.^[2]

Pulse변조방식 중에는 PCM을 비롯하여 PFM, PWM, PIM, PDM 등으로 구분할 수 있다. PCM 방식에는 3R(Reshaping, regenerating, re-timing) 중계방식을 쓸 수 있으므로 중계기를 여러개 거친 후에도 깨끗한 화면을 얻을 수 있기 때문에 장거리중계에 유리하다. 그러나 광대역의 TV 신호를 PCM으로 變復調하기 위하여는 高速 CODEC(Coder decoder)이 必要하게 되므로 價格이 비싸져서 短距離 伝送時는 非經濟的인 것으로 指摘된다.

이러한 PCM전송방식의 단점은 PWM, PIM, PFM등의 펄스변조方式들로 補完될 수 있으며 이 方式들은 앞의 PCM전송과 마찬가지로 디지털 伝送이므로, 광원의 非直線性이 伝送品質에 影響을 미치지 아니한다. 이 方式들은 각각의 장단점이 있으나 그중 PFM方式이 복조된 信号의 雜音이 적은 점과 변복조 회로가 간단하여 TV 信号 전송시 다른 方式보다 有利하다.^{[3] [4]}

PFM方式은 장거리 전송시 중계기에서 re-timing을 해줄 수 없으므로 중계기를 여러개소 통과시키면 jitter가 누적되어 PCM方式에 비하여 SNR이 나빠지기는 하지만 비교적 간단한 構成으로 시스템을 꾸밀 수 있고, 기본대역 伝送方式에 비하여 DP, DG, SNR과 시스템마진 등에서 훨씬 有利하다.

따라서 본 실험에서는 PFM방식을 이용하여 光送信器 光受信器를 設計 제작, NTSC 칼라 TV 信号를 伝送하였다.^[5]

II. PFM 방식

PFM方式은 기본대역 信号를 주파수 變調한 다음, MM(Monostable multivibrator)을 거쳐 信号의 DC레벨에 따라 펄스의 개수를 變調하는 方式이다.

PFM信号의 一般式은 다음과 같이 구해진다.^[6] 一般的인 구형과 주기함수의 푸리에 전개는

$$e(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} k(nf_0) e^{j2\pi n f_0 t}$$

여기서

$$k(nf_0) = \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} V(t) e^{-j2\pi n f_0 t} dt$$

$V(t) \leq 1$ 로 가정하면

$$k(nf_0) = \begin{cases} A \operatorname{sinc} \frac{n}{2}, & n = \pm 1, \pm 3, \pm 5 \dots \\ 0, & n = 0, \pm 2, \pm 4 \dots \end{cases}$$

$$\therefore e(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n \cos(2n+1)\theta_c}{2n+1} \dots \dots \dots \textcircled{1}$$

FM 信号의 位相은

$$\theta = \omega_c t + \alpha_f \frac{f_a}{f} \sin \omega t$$

여기서

f_a ; 기본대역

α_f ; 주파수 편이

α_f ; $\Delta f / f_a$

f_c ; FM 중심 주파수이다.

FM신호는 실제 FM變調된 구형파 信号의 rising edge나 falling edge에서 일정한 幅을 갖는 펄스를 發生시키는 方式이므로 주파수를 $\frac{1}{2}$ 로 줄이고 양쪽 모두에서 펄스가 發生한다고 假定하면 그때의 位相은

$$\theta_c = \frac{\omega_c}{2} t + \frac{\alpha_f}{2} \frac{f_a}{w} \sin \omega t \dots \dots \dots \textcircled{2}$$

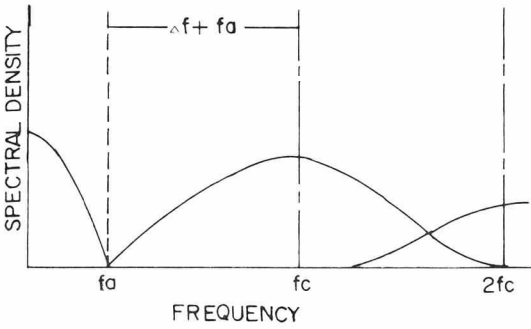
발생되는 펄스의 幅을 T_p 라고 한다면 PFM 된 信号는 다음과 같이 表示할 수 있다.

$$E(t) = \frac{1}{2} \left\{ e\left(t - \frac{1}{2} T_p\right) - e\left(t + \frac{1}{2} T_p\right) \right\} \dots \dots \dots \textcircled{3}$$

식③에 식①과 식②를 代入한 후 정리하면 PFM 一般式을 구할 수 있다.

$$E(t) = \frac{2}{\pi} \sum_{m=0}^{\infty} (-1)^m (2m+1)^{-1} \left\{ \cos(2m+1) \left\{ \frac{\omega_c}{2} \left(t - \frac{T_p}{2}\right) + \frac{\alpha_f}{2} \frac{w_a}{w} \sin w \left(t - \frac{T_p}{2}\right) \right\} - \cos(2m+1) \left\{ \frac{\omega_c}{2} \left(t + \frac{T_p}{2}\right) + \frac{\alpha_f}{2} \frac{w_a}{w} \sin w \left(t + \frac{T_p}{2}\right) \right\} \right\} \dots \dots \dots \textcircled{4}$$

이식을 푸리에 變換한 후 제곱하여 power spectra를 구할 수 있다.



〈그림 1〉 PFM signal power spectra

또한 PFM 信號에 실려있는 기본대역 情報는 다음 式으로 求할 수 있다.⁽⁷⁾

$$V_b(t) = \Delta f T_p \sin \omega t \dots\dots\dots ⑤$$

〈그림 1〉에서 보듯이 伝送되는 거의 모든 에너지는 제 1 고조파 領域인 $f_c \pm (f_a + \Delta f)$ 領域에 있음을 알 수 있다. 그러므로 $f_a \leq f_c - (f_a + \Delta f)$ 일 경우, 즉 f_c 가 충분히 크고 Δf 를 작게 하여 고조파에 의한 信號의 歪曲을 줄일 수 있다. 그러나 식 ⑤에서 보듯이 Δf 값이 작아질수록 복조되는 信號의 증폭도가 작아지므로 SNR은 증가하게 되어서 적합한 α_f 값을 찾는 것이 重要하다. T_p 를 最大 펄스 幅 $(\Delta f + f_c)^{-1}$ 로 놓고 $f_a = f_c - (f_a + \Delta f)$ 로 가정하면

$$V_b(t) = \frac{1}{2} \Delta f (f_a + \Delta f)^{-1} \sin \omega t$$

$$= \frac{1}{2} \alpha_f (1 + \alpha_f)^{-1} \sin \omega t$$

즉 α_f 에 의한 SNR penalty는 다음 式 ⑥과 같다.

$$\text{SNR penalty} \cong (1 + \alpha_f) / \alpha_f \dots\dots\dots ⑥$$

Ⅲ. 伝送 試驗

1. 시스템 設計

시스템의 設計특성은 〈表 1〉과 같으며 이 設計值들을 만족시키기 위하여 〈表 2〉와 같은 光素子를 使用하였다. 伝送品質의 목표는 NTSC 칼라TV 伝送에서 스튜디오장치기준 (SNR ≥ 49 dB, DG ≤ 10%, 및 DP ≤ 5°)로 設計하였다.^[8]

發光素子로는 backmirror에 PIN이 부착된

LD를 使用하였으며 最大電流 120mA, 25°C에서의 threshold電流는 80mA이었다. 光檢出素子로는 reach-through구조를 가진 APD를 使用하였으며 파장 820nm에서의 양자효율은 77%, 접합용량은 1.6pF이었다.

LD의 最大 약점인 온도변화에 따른 光출력 변화를 安定化시키기 위하여 LD에 부착된 PIN에서 검출된 光출력을 補償시켜 安定시켰다.^[9]

APD에서 檢출된 미약한 光信號를 증폭하기 위하여는 動特性이 좋고 대역폭이 큰 變換 임피던스 前置 증폭기를 使用하였다.

특성 항목	설 계 치
전송신호	NTSC Color TV 1 Channel
전송품질목표	SNR ≥ 49dB
	DG ≤ 10%
	DP ≤ 5°
변조방식	PFM-IM (intensity modulation)
파라미터 설계	f_c : 25MHz, f_a : 4MHz Δf : 5MHz T_p : 20 ns α_f : 1.25

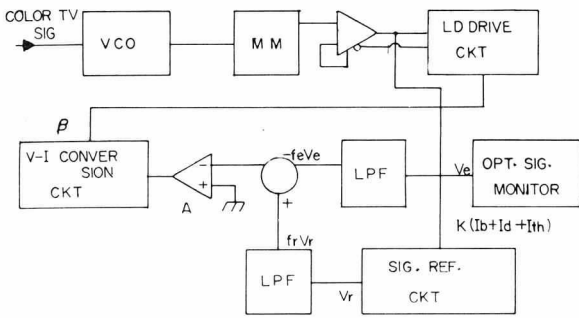
〈表 1〉 伝送시스템設計

항 목	구 분	설 계 치
광 원	구조 및 재료	DH, GaAlAs-LD
	발생파장	820nm
	평균 光출력	-3dBm
	光출력 安定방식	光 補償 방식
	제조회사	RCA C86002
광검출기	재 료	Si-APD
	응답속도	0.5nS
	전치증폭기	Trans-imp증폭기
	제조회사	RCA C30902
광 섬유	종 류	다중모드 언덕형
	직 경	코아50μm, 클래딩 125μm
	특 성	손실3dB/km, BW300MHz·km

〈表 2〉 사용소자의 특성표

2. 送受信器 設計 및 伝送 試驗

제작한 送信器의 구성도는 〈그림 2〉와 같다.



〈그림 2〉 송신기 구성도

PFM 변조회로는 v-f 변환기와 MM으로 모토롤라의 MC1658과 MC10198을 각각 사용 하였다.

LD의 구동은 에미터 결합스위치로 구성하였으며 왼쪽 Tr(Transistor)을 Q₁, 오른쪽 Tr을 Q₂라고 하면 버퍼를 거쳐 나온 정상 펄스와 뒤집어진 펄스가 양쪽 Tr을 반대로 도통시켜 한쪽 Tr 콜렉터단에 위치한 LD에 도통 될 때마다 prebias전류와 에미터단 電流源에 의한 電流合을 흐르게 해주어 光을 發生시켰다.

使用한 MC10216버퍼 出力의 ECL레벨(high -0.8V, low -1.6V)을 -1.4V shift하여서 Tr Q₁, Q₂의 베이스단 전압은 high -2.2V, low -3V이므로, 도통될 때의 전압강하 0.7V를 고려하면, 에미터단 전압이 -3.2V가 되도록 하여 Tr이 활성 영역에서 빠른 switching 특성을 나타내도록 하였다.

광 제환회로의 온도변화에 따른 I_{th}와 광출력의 變化는 다음 式과 같다.¹⁹⁾

$$\frac{dP}{dT} = \eta \left(\frac{\partial I_b}{\partial T} - \frac{\partial I_{th}}{\partial T} \right) = \eta \left(\frac{f_e K A \beta}{1 + f_e K A \beta} \cdot \frac{\partial I_b}{\partial T} - \frac{\partial I_{th}}{\partial T} \right) \dots \dots \dots \textcircled{7}$$

- η : LD의 미분 양자효율
 - f_e : V_e의 LPF전달함수
 - K : 역 전송율
 - A : OP-Amp open loop gain
 - β : 전압 전류 변환율
 - I_{th} : LD threshold-전류
 - I_b : LD prebias 전류
- 즉 A, f_e, K, β가 크면 클수록 LD 광출력은

안정된다. 여기서 실제 設計값은 다음과 같다.

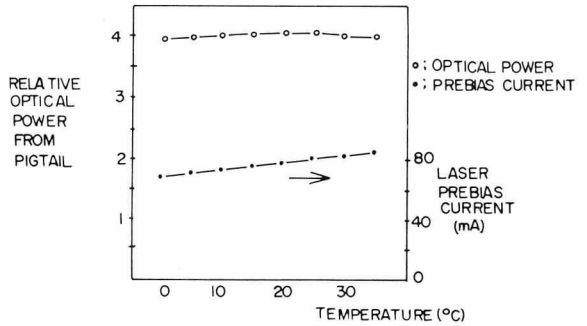
$$A = -78, \beta = 0.014 \Omega^{-1}$$

$$f_e K = 31.5 \Omega, \eta = 0.1$$

이 값을 式 ⑦에 代入하면

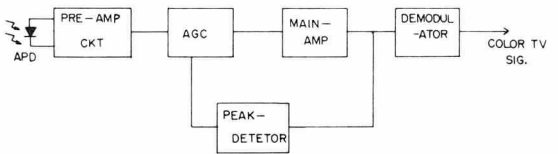
$$\frac{dP}{dT} = 2.8 \times 10^{-3} \frac{dI_{th}}{dT}$$

실제 0℃ ~ 35℃사이의 溫度에서 測定한 값은 〈그림 3〉과 같다.



〈그림 3〉 광송신기 출력의 溫度特性

제작한 受信器의 구성도는 〈그림 4〉와 같다.¹¹⁰⁾

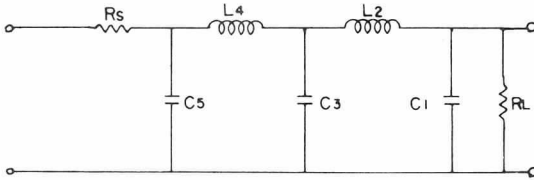


〈그림 4〉 受信器 구성도

전치 증폭기는 動特性과 대역폭이 큰 전압병렬 변환 임피던스형으로 하였으며 주파수 특성을 고려하여 設計, 雜音 特性을 좋게 하였다.

AGC (Automatic gain control)는 主增幅器 出力을 peak검출기로 검출하여 JFET를 VVR (Voltage variable register)로 作動시켜 차동 증폭기의 두에미터 사이에 드레인과 소오스를 연결, 게이트 제어전압을 가함으로써 이득을 제어 하였다. 主增幅器는 모토롤라의 MC1733을 2단으로 增幅하여 본래의 PFM 변조된 信

를 재생하였다. 復調器에서는 主增幅器 波形을 ECL line receiver MC 10216으로 reshaping 한 뒤 MM으로 regenerating 하여 일정한 펄스幅을 유지시킨 후 <그림 5>에 보인 원하는 대역보다 높은 주파수 영역을 차단하는 5단 butterworth low pass filter를 사용하여 復調하였다. 復調器의 하드웨어를 실현하기 위하여 무손실 2 단자 회로망의 Cauer's 일차 형태로 회로를 구성하였다. (11)



<그림 5> 5단 butterworth filter

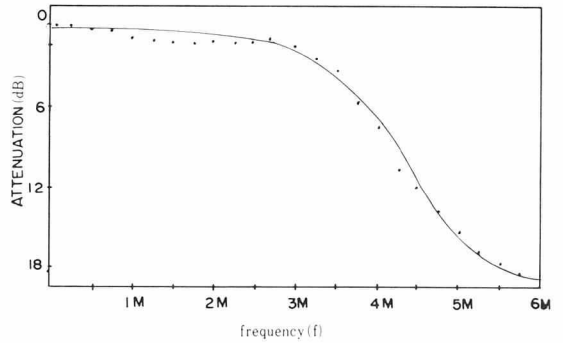
이때 $R_s = 1\Omega$, 주파수 = 1rad/sec 로 규격화 하고 $R_L \gg R_s$ 로 가정하면 각 소자의 값은 다음 점화식에 의하여 계산 할 수 있다.

$$C_{2m-1} L_{2m} = \frac{\alpha_{4m-3} \alpha_{4m-1}}{1 - \lambda \beta_{4m-2} + \lambda^2}$$

$$C_{2m+1} L_{2m} = \frac{\alpha_{4m-1} \alpha_{4m+1}}{1 - \lambda \beta_{4m} + \lambda^2} \dots \dots \dots \textcircled{8}$$

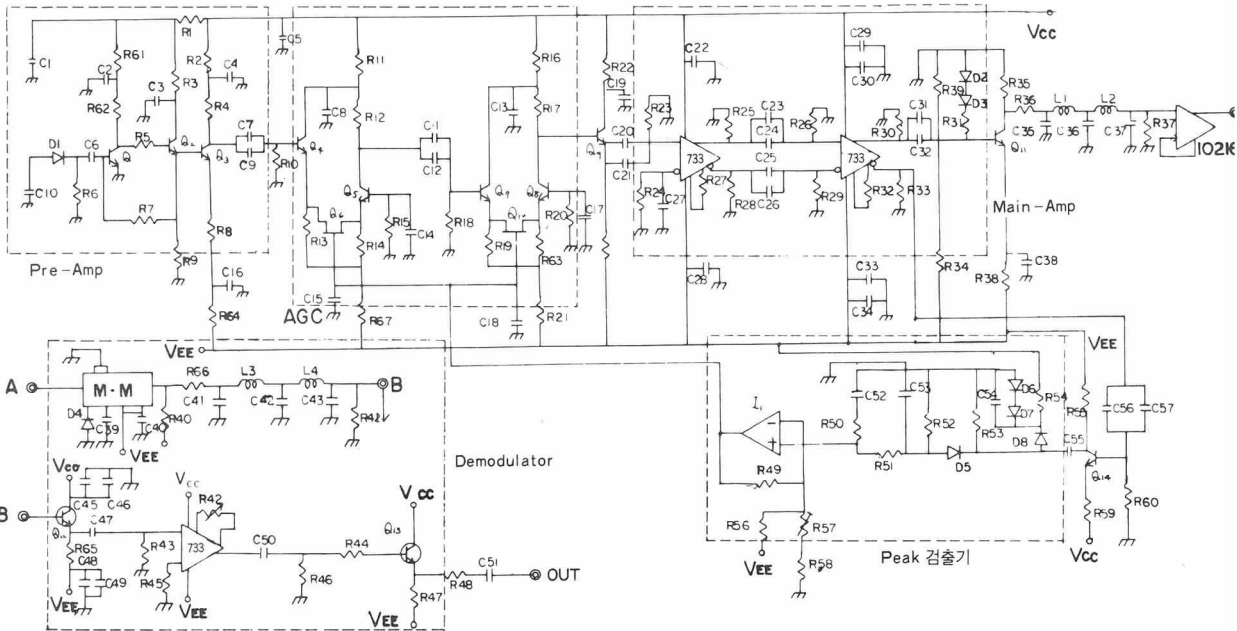
$$\lambda = \left(\frac{R_L - 1}{R_L + 1} \right)^{\frac{1}{5}}; \alpha_i = 2 \sin \frac{\pi i}{2n}$$

$$\beta_i = 2 \cos \frac{\pi i}{10}; C_1 = \frac{\alpha_1}{R_L (1 - R_L)}$$



<그림 6> 復調器의 주파수 대 감쇠량 특성곡선

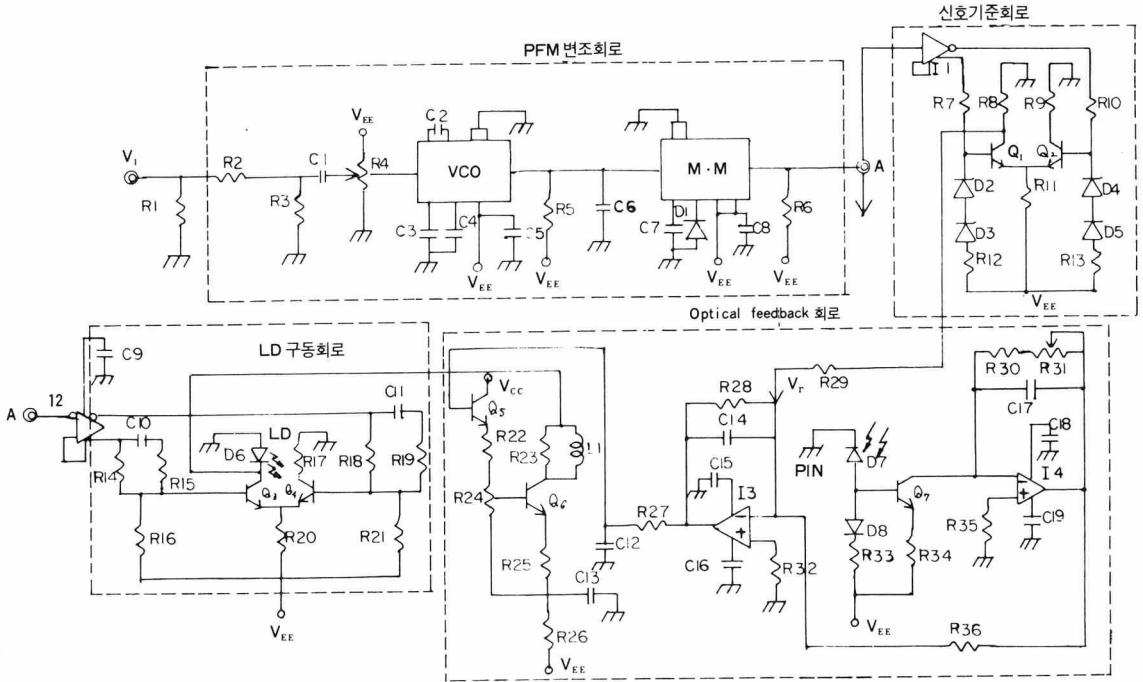
여기서 $R_L = 10R_s$ 로 보고 각 소자의 값을 계산하여 각각의 값을 구한 후, 실제 사용한 $R_s = 500\Omega$ 과 차단주파수 4MHz인 25132740rad/sec 로 임피던스 scaling과 주파수 scaling하여 최종 구한 값은 $C_1 = 126\text{pF}$, $L_2 = 34\mu\text{H}$, $C_3 = 113\text{pF}$, $L_4 = 18\mu\text{H}$, $C_5 = 24\text{pF}$, $R_s = 500\Omega$, $R_L = 5\text{K}\Omega$ 이었다. 이 값에 의한 3dB 차단주파수 실험치는



<그림 7> 光受信器 회로도

3.5MHz이어서 設計치와 다소 차이가 있었으나 NTSC 기본대역에서 3dB떨어지는 3.58MHz와 비슷하여 원래의 信號를 복조하는 데는 문제가 없었다.

〈그림 6〉은 주파수 變化에 따른 감쇄량 특성곡선이며 〈그림 7〉과 〈그림 8〉은 送受信器의 回路圖이다.

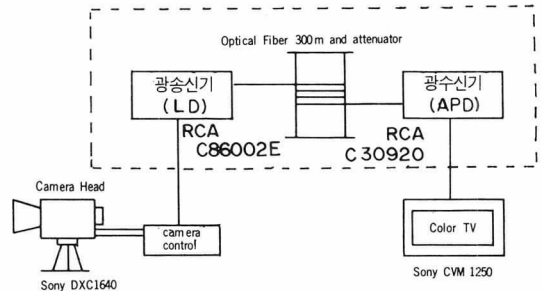


〈그림 8〉 光送信器 回路도

TV 信號의 傳送시험은 Sony DXC1640 camera와 CVM1250 칼라TV로 monitor 하였다. 光源의 平均 光出力은 -3dBm이었으며 光源과 광섬유와의 결합은 光손실이 2dB인 4pin amphenol 광커넥터를 使用하였다. 광섬유 300m와 光감쇄기를 거친 후 역시 amphenol 커넥터로서 APD와 결합하였으며 APD의 受光면적이 광섬유 직경보다 훨씬 넓으므로 손실은 없는 것으로 간주하였다.

구성한 시스템의 구성도는 〈그림 9〉와 같다.

傳送信號의 品質測定은 Anritsu MEV5 TV 信號 측정기 set를 使用하여 平均出力레벨 50%의 信號로 DG와 DP를 측정하였으며 SNR은 送信器의 光出力을 變化시키면서 復調되는 信號의 peak-to-peak값을 측정한 후 入力信號를 넣지 않은 상태에서 FM중심주파수 f_c 에 의한 雜音을 HP3403C trueRMS전압계로 측정하여 S_{pp}/N_{rms} 값을 계산하였다.

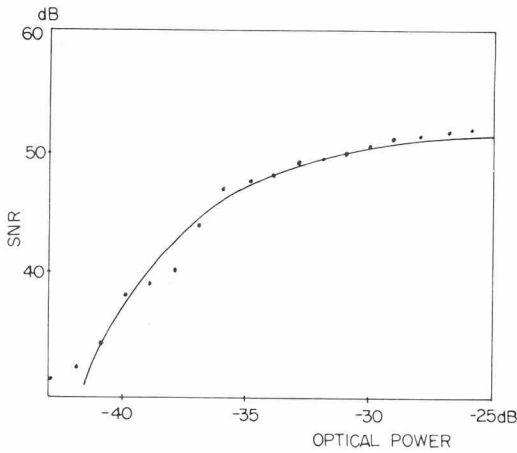


〈그림 9〉 傳送 시스템 구성도

設計 目標로 잡은 SNR, DG, DP중 SNR이 수신感度 -35dBm에서 49dB가 되어서, 본 시스템 마진은 SNR에 의하여 결정되었으며 -35dBm 이상의 수신感度에서 DG, DP는 각각 4.5% 이내, 2.5° 이내가 되어 設計치에 부합하였다.

수신感度的 變化量에 따른 SNR의 變化量 특성은 〈그림 10〉과 같으며 〈그림 11〉은 구성

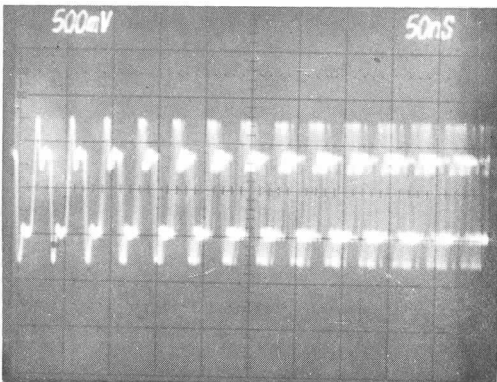
한 시스템사진, <그림 12>는 PFM 신호의 사진, <그림 13>은 입출력 신호의 사진이다.



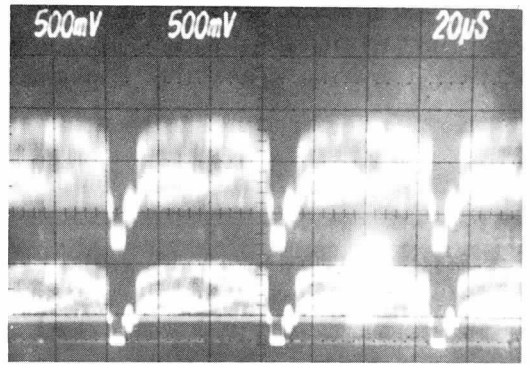
<그림 10> 受信感度 變化에 따른 SNR變化量



<그림 11> 구성된 시험 시스템



<그림 12> PFM變調된 信號의 波形



<그림 13> 入出力 信號의 波形

IV. 結 論

本 試驗의 目的은 칼라TV 信號를 광섬유를 통하여 스튜디오 品質 이내에서 傳送하는 것이었으며 이를 위하여 펄스 주파수 變調 方式使用하였다. 측정된 결과는 -35dBm 이상의 受信感度에서 SNR은 49dB 이상, DG와 DP는 각각 4.5%, 2.5° 이내이었으며 따라서 光出力이 -3 dBm인 광송신기를 사용하여 32dB의 시스템 마진을 달성할 수 있었다. 使用 光纖維가 km 당 3dB의 傳送損失을 갖는다고 가정할 경우 6 km를 충분한 마진으로 無中繼 傳送할 수 있을 것으로 예상되며 이는 既存 ITV-4M方式의 동축 케이블을 使用했을 때에 비하여 약 10배의 中繼 거리가 된다.¹¹ 使用波長이 本試驗에서는 820nm 이었으나 1,300nm의 장파장을 使用할 경우는 광섬유의 損失을 km당 1~2dB 정도로 줄일 수 있으므로 10~20km도 無中繼 傳送이 可能할 것으로 예상된다.

本 試驗결과 的 개선점으로는 주파수 變調時 주파수 편이를 크게 해주지 못하여 SNR이 나빴으며 실제 外國의 最近 論文에 의하면 이 방식에 의하여 주파수 편이를 크게 함으로써 중계기를 8개 까지 使用하여 100km 이상 傳送한 것으로 보고되고 있다.¹² 이 주파수 편이에 따른 S-NR의 變化는 式⑥에 의하여 계산할 수 있다. 따라서 주파수 편이를 크게 하는 研究가 앞으로 더욱 수행되어야 할 것으로 要望된다.

本 試驗 방식은 CATV (Cable TV), TV phone, TV會議, 일정지점 모니터 및 앞으로의 情報化 社會에 대비하여 既存의 음성, data, video등을 다중화하여 傳送하는 복합통신망 등에

応用할 수 있을 것으로 예상되며 이를 위해서는 PCM, DPCM(Differential pulse code modulation) 방식과 병행하여 연구가 계속 되어야 하겠다.

謝 辞

本 研究는 1981·10월~1982·1월 사이에 KE-TRI 기초연구과제로 수행되었으며 光送受信器 제작 실험에 많은 도움을 주신 光通信 研究室의 이성은씨, 정항근씨, 그리고 Anritsu MEV5 칼라TV 伝送品質 측정장치를 빌려주신 金星電氣 株式会社に 깊은 感謝를 드립니다.

参 考 文 献

1. 이경식, 강민호, 정기서, “광섬유를 利用한 Analog Video 伝送 試驗,” 通信技術, Dec., 1979.
2. 유강희, 강민호, 박정기, “광섬유를 利用한 PFM 방식의 칼라TV 伝送 試驗”, 電子工学会 TV, 회로, 및 시스템 論文発表会, June, 1982.
3. 川上大三, “画像 伝送技術の動向”, 施設, Vol. 32, No. 4, 1978. pp. 35.

4. 高島元, “統一された ITV-4M 方式”, 施設, Vol. 32, No. 4, 1979. pp. 95.
5. 米田悦吾 等著, “汎用 光ケーブル伝送方式”, NTT 電氣通信研究所 実用化研究報告, Vol. 28, No. 9, 1979.
6. 차균현 編著, 通信 시스템, 東明社, 1982. pp. 34, 253, 280.
7. Takasaki, Y., et al, “New Fiber Optic Analog Baseband Transmission Plan for Color TV Signals”, IEEE Trans. on Com., Vol. 26, No. 6, 1978. pp. 902.
8. 민병기, 방송기술, 한국전기통신산업연구소.
9. 정의진, 이성은, 강민호, “Optical Feedback 방식에 의한 LD의 光出力安定化 研究”, 대한電子工学会誌, Vol. 17, No. 16, 1980.
10. 강민호 外 8명, 44.7Mbps 광 중계기 개발에 관한 研究, 한국전기통신연구소 보고서, 1980.
11. Lam, Y-F Harry, Analog and Digital Filters Design and Realization, Prentice-Hall Series, pp. 225.
12. Yoneda, Etsugo, “Disign and Performance of Optical Fiber Transmission System for Color TV Signals,” NTT ECL Review, Vol. 29. Nov. ~Dec., 1981.

