

論 文

干涉 및 雜音에 대한 16相直交振 幅變調시스템의 誤率分析

正會員 朴 敬 鎬* 正會員 朴 碩 喆**

A Study for the Error Performance in 16 Quadrature Amplitude Modulation System

Kyung Ho PARK*, Suk Chul PARK** *Regular Members*

要 約 16QAM 시스템에서 가우스잡음, 임펄스잡음과 동일채널의 간섭을 받았을 때의 오율식을 유도하여 컴퓨터로서 수치를 처리하고 실험에서도 반송파대 잡음전력비(CNR), 반송파대 동일채널간섭파전력비(CIR), 임펄스지수A, 가우스잡음에 임펄스잡음전력비를 파라미터로 하여 실제의 잡음 상태와 같은 환경하에서 이론해석을 입증하였다.

ABSTRACT In this paper, 16QAM techniques are described. The evaluated error rate performances are shown in figures as parameters of carrier-to-noise power ratio(CNR), carrier-to-interference power ratio(CIR), impulsive noise index, and Gaussian to impulsive noise power ratio. Also, the error rate performances are measured experimentally by hardware system and compared with the theoretical results.

I. 序 論

급증하는 通信수요를 충족시키기 위하여 무선 주파수나 전화회선⁽¹⁾ 등, 한정된 전송대역에 大量傳送이 절실히 필요하므로 어떻게 하든지 정보 전송속도를 샤논(Shannon) 한계⁽²⁾에 접근시키는 것이 필요하다.

데이터 전송방식에서 位相變調(PSK) 방식은 신호의 전송대역효율이 좋기 때문에 세계 각국에서 연구 실용화되었다.

4 PSK 방식의 주파수이용효율이 2 (bit/s/Hz) 정도인데 비하여 16QAM 방식은 이의 2 배 (4 bit/s/Hz)나 되며 傳送電力面에서도 다른 방식⁽³⁾에 비해 $\frac{1}{2}$ 밖에 소요되지 않으므로 既存의 아날로그 방식보다 경제적이지만 多值化할수록 信號干涉도 더욱 영향을 받아 성능이 저하되기 쉬운 점이 있다.

따라서 본 논문에서는 주파수의 이용효율을 높이고 大量的의 情報를 傳送할 수 있는 多值直交振

*, ** 朝鮮大學校 工科大學 電氣工學科
Dept. of Electrical Eng., Chosun Univ.
論文番號 : 87-22(接受 1987. 1. 10)

幅變調시스템의 傳送上에서 발생하는 信號의 干渉 및 雜音의 影響에 의한 傳送特性變化를 이론적으로 解析한 후 實驗결과와 比較하여 誤率特性에 대한 方案을 研究하고자 한다.

II. 傳送채널의 特性

음성통화시에는 정보의 傳送速度가 느리기 때문에 약간의 임펄스雜音이나 歪曲이 通話의 내용을 수신하는 데 큰 문제가 되지 않으나 데이터 전송시에는 誤率을 최소로 하기 위해 음성일때보다 더욱 까다로운 여러가지 기준⁽⁴⁾을 만족시켜야 한다.

QAM 방식은 AM과 PM을 결합한 방식으로서 중심주파수가 f_c 이고 신호간격이 T인 N번째의 16QAM 신호는 다음 식⁽⁵⁾과 같다.

$$S(t) = A_j \cos 2\pi f_c t + B_k \sin 2\pi f_c t, \quad NT \leq t \leq (N+1)T \dots \quad (1)$$

단, $A_j \cdot B_k \in \{\pm d, \pm 3d, \dots\}$ (단, d는 최소($T = \frac{k}{f_c}$, $k \geq 1$ 임의 정수)부호점간의 거리)

이와 같은 16QAM 신호(그림 1)의 전송에 있어 전송채널의 불안정성은 規則歪曲(systematic distortion)으로 인한 靜的인 불안정성과 不規則歪曲(fortuitous distortion)으로 인한 動的인 불

안정성으로 구분되며, 規則歪曲은 언제나 존재하기 때문에 電子的인 보상에 의하여 그 영향을 상쇠시키거나 최소화⁽⁶⁾시킬 수 있으나 不規則歪曲은 制御할 수 없다. 그러므로 다음과 같은 不規則歪曲의 경우 아날로그전송채널이 갖는 특성을 파악하고 이에 대처해야 效率이 높은 데이터 전송을 수행할 수 있다.

II-1. 白色가우스雜音

白色雜音(White gaussian noise)은 分子나 原子들의 熱運動의 結果로, 이 熱雜音을 N이라고 하면 다음 식으로 주어진다.

$$N(t) = KTW \quad (2)$$

단, K: 볼츠만의 상수 1.38×10^{-23} [Joule/sec]

T: 절대온도

W: 대역폭

그림 2는 랜덤발생기에 의한 가우스雜音을 오실로스코프의 시간축 0.5[ms/cm]에서 나타난 것이다.

II-2. 同一채널 干渉

同一채널의 干渉은 심각하게 傳送特性을 저하시킨다. 同一채널 간섭파는 일반적으로 다음과 같이 표현된다.

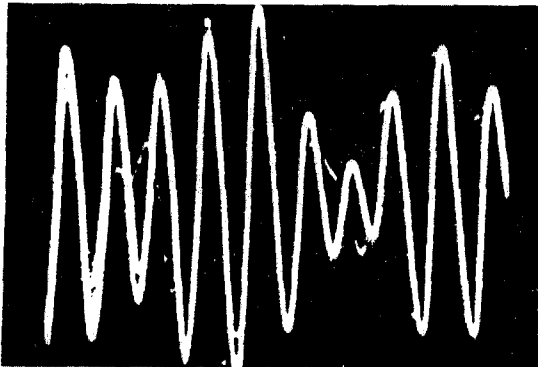


그림 1 16 QAM wave form (time base 0.2mS/cm).

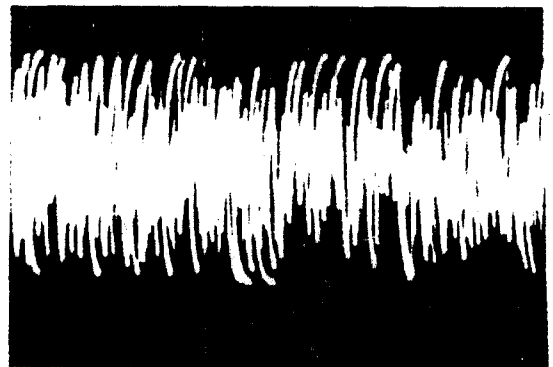


그림 2 Gaussian Noise wave form (time base 0.5mS/cm).

$$i(t) = I_d \cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (3)$$

I_d : 간섭파의 순시 최대진폭

θ : 신호파와 간섭파 간의 位相差이며 0에서 2π 사이에서 一樣하게 분포한다.

그림 3은 2,400[b/s]의 QAM파가 동일 채널 CW 간섭파에 의해 이그러진 모양을 나타낸 것이다.

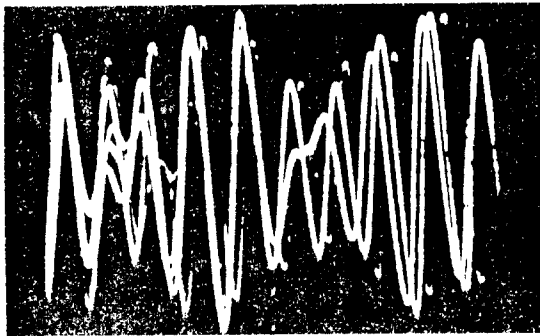


그림 3 Distortion of QAM wave in co-channel interference (time base 0.2mS/cm).

II - 3. 임펄스雜音

임펄스雜音의 持續時間은 매우 짧지만, 0.01 초 정도에서 2,400[b/s]의 전송속도라면 24비트의 데이터가 손상을 입게 된다. 특히 이웃하는 두개 또는 그 이상의 비트가 동시에 손상되므로 패리티檢出 방법으로도 알아낼 수 없는 경우가 많아서 디지털通信系에 큰 영향을 주게 된다.

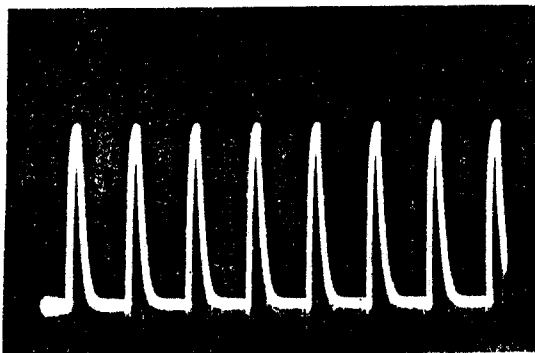


그림 4 (a) Impulsive Noise (time base 0.5mS/cm).

본 논문에서는 D·Middleton⁽⁷⁾氏가 제안한 가우스雜音까지를 포함시킨 임펄스雜音 모델을 사용하여 考察한다.

中心周波數가 f_c 인 대역통과필터를 거친 임펄스雜音은 다음과 같다.

$$n(t) = N \cos(2\pi f_c t + \xi) \quad (4)$$

단, N 와 ξ 는 서로 독립된 랜덤變數이다. 식 (4)에서 임펄스雜音의 포락선 N 과 위상 ξ 의 確率密度函數는 각각 다음과 같다.

$$P(N) = \frac{e^{-A}}{W} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{N}{\sigma_j} \exp\left[-\frac{N^2}{2W\sigma_j^2}\right], \quad N \geq 0 \quad (5)$$

$W (= \sigma_0^2 + \Omega_{2A})$: 전체잡음전력(가우스雜音 전력(σ_0^2)과 임펄스雜音 전력(Ω_{2A})의 합)

A : 임펄스指數(단위 시간당 임펄스가 차지하는 比率)

N : 순시雜音 포락선

$\Gamma (= \sigma_0^2 / \Omega_{2A})$: 가우스雜音 對 임펄스雜音의 電力比

$$\sigma_j^2 = \frac{j/A + \Gamma'}{1 + \Gamma'}$$

이며 위상 ξ 는 $[0, 2\pi]$ 에 걸쳐 一樣分佈를한다.

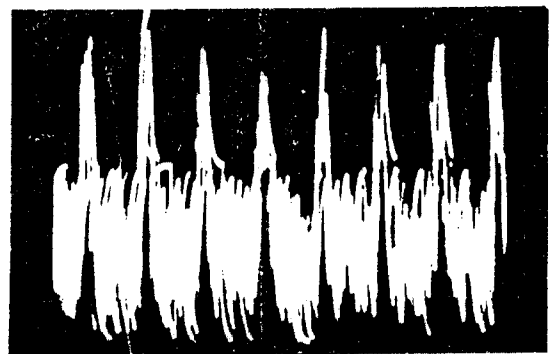


그림 4 (b) Gaussian and Impulsive Noise (time base 0.5mS/cm).

$$P(\xi) = \frac{1}{2\pi}, \quad 0 < \xi \leq 2\pi \quad (6)$$

그림 4 (a)는 펄스발생기에 의한 임펄스 雜音이며 그림 4 (b)는 가우스雜音을 포함한 임펄스雜音을 나타낸 것이다.

III. 16QAM 시스템의 誤率

III-1. 시스템모델

본 논문에서는 傳送上 일어나는 문제에 對한 해석으로서 시스템은 理想的이고 變調裝置와 復調裝置는 완전히 同期되었다고 가정한다.

그림 5에 QAM 變調信號가 가우스雜音과 임펄스雜音 및 同一 채널의 干涉의 영향을 받았을 때 해석모델(8)~(9)을 제시하였다.

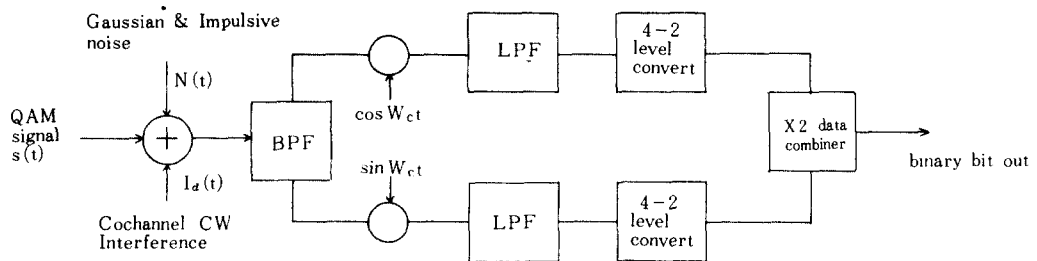


그림 5 Analysis model.

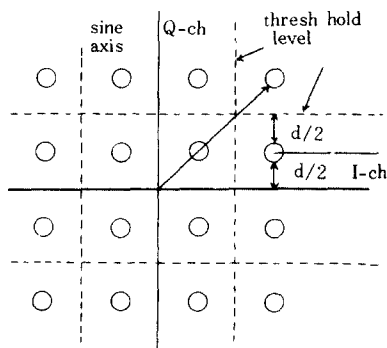


그림 6 Representation of 16QAM signal in signal space.

여기서 $S(t)$ 는 신호파이고 $I_a(t)$ 와 $N(t)$ 는 각각 同一 채널干涉波와 임펄스 및 가우스 雜音이다.

임펄스雜音 모델로는 D·Middleton氏의 A 급 모델을 사용하였다.

III-2. 雜音과 干涉에 의한 誤率

16QAM의 부호점을 信號空間上에서 표시하면 그림 6과 같다.

그림 6에서 신호벡터의 최대절대치를 S 라고 하면 最小符號點間의 거리 d 와의 관계는 다음과 같다.

$$S = \max_i |S_i| = \frac{d}{\sqrt{2}} \cdot 3 \quad (7)$$

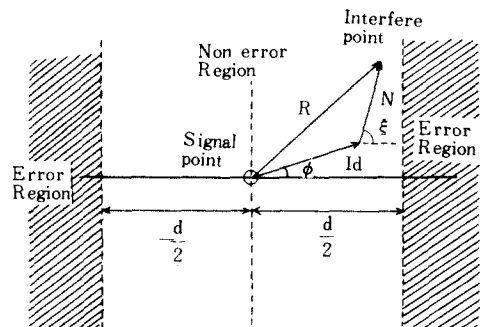


그림 7 Phasor diagram of received signal point corrupted by interfere point and impulsive noise.

그림 7은 QAM變調信號가 雜音과 干涉의 영향을 받았을 때의 合成信號의 相位圖이다.

1) 雜音만에 의한 誤率

그림 7에서 雜音만에 의해 符號點間에 생기는 符號誤率 P_{eo} 는

$$P_{eo} = \text{Prob} \left\{ |N \cos \xi| > \frac{d}{2} \right\} = \text{Prob} \{ N \cos \xi > \frac{d}{2} \} \quad (8)$$

i) 가우스雜音인 경우

雜音의 영향을 받은 信號 $S(t)$ 는 가우스 分布를 하므로

$$P_{eo} = \int_{d/2}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{1}{2\sqrt{2}\sigma}\right) = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{S}{6\sigma}\right) = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{\sqrt{2\alpha}}{6}\right) \quad (9)$$

여기서

$$\alpha = \frac{S^2}{2\sigma^2} \quad (\text{최대반송파 전력 對 잡음전력비 : CNR})$$

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt$$

그런데 16QAM波는 진폭이 3가지 값을 가지므로 그 평균전력 P 는

$$P = \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{4} S^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{\sqrt{5}}{3} S \right)^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{1}{3} S \right)^2 \right\} = \frac{5}{18} S^2 \quad (10)$$

따라서 평균전력에 대한 신호 對 잡음비 α_a 는

$$\alpha_a = \frac{5 S^2}{18 \sigma^2} = \frac{5 d^2}{4 \sigma^2} \quad (11)$$

식(11)을 식 9에 대입하면

$$P_{eo} = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{\alpha_a}{10}}\right) \quad (12)$$

각 符號의 位置에 따라 d 인 곳에 있는 隣接符號點의 數가 다르므로 平均符號誤率 P_e 는 다음과 같다.

$$P_e = 3 \cdot P_{eo} = \frac{3}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{\alpha_a}{10}}\right) \quad (13)$$

ii) 임펄스雜音인 경우

임펄스雜音인 경우에는 가우스雜音의 誤率式에 係數 $e^{-\lambda} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\lambda^j}{j!}$ 을 곱하고 誤差補函數에 변수 $1/\sigma_j$ 가 포함된다.

$$P_e = \frac{3}{2} e^{-\lambda} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\lambda^j}{j!} \text{erfc}\left(\frac{\sqrt{\alpha_a}}{\sqrt{10}\sigma_j}\right) \quad (14)$$

2) 임펄스雜音과 同一 채널 干涉이 함께 存在하는 경우

雜音과 干涉에 의해 생기는 符號誤率 P_{eo} 는 그림 7로부터

$$P_{eo} = \text{Prob} \left\{ |I_a \cos \phi + N \cos \xi| > \frac{d}{2} \right\} = \text{Prob} \left\{ I_a \cos \phi + N \cos \xi < -\frac{d}{2} \right\} \quad (15)$$

$$P_{eo}(\phi) = \frac{e^{-\lambda}}{2} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\lambda^j}{j!} \text{erfc}\left(\frac{\sqrt{2\alpha}}{6\sigma_j} + \frac{2\alpha \cos \phi}{3\sigma_j \sqrt{\beta}}\right) \quad (16)$$

여기서 $\beta (= S^2/I^2; \text{반송파 전력 對 간섭파 전력의 비 즉, CIR})$

$$P_{eo} = \frac{e^{-\lambda}}{2} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\lambda^j}{j!} \left[\text{erfc}\left(\frac{\sqrt{2\alpha}}{6\sigma_j}\right) + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp\left(\frac{-\alpha}{18\sigma_j^2}\right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1}\left(\frac{2\alpha}{6\sigma_j}\right) \frac{(2K-1)!!}{2K!!} \right]$$

$$\cdot \frac{\left(\frac{2}{9} \alpha\right)^k}{(2K)! \sigma_j^{2k} \beta^k} \quad (17)$$

여기서 $H_{2k-1}(\cdot)$: Hermite 多項式

평균전력 $P = \frac{5}{18} \cdot S^2$ 을 α_a 로 표시하면

$$P_{e0} = \frac{e^{-A}}{2} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \left[\operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\alpha_a}{10\sigma_j}} \right) + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp \left(\frac{-\alpha_a}{10\sigma_j^2} \right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left(\sqrt{\frac{\alpha_a}{10\sigma_j}} \right) \frac{(2K-1)!!}{(2K)!!} \cdot \frac{\left(\frac{2}{5} \alpha_a\right)^k}{(2K)! \sigma_j^{2k} \beta^k} \right] \quad (18)$$

평균부호誤率은 式(13)에서와 같이 된다.

$$P_e = 3 \cdot P_{e0} \quad (19)$$

III - 3. 數值計算

前項에서 16QAM 信號가 가우스雜音 및 임펄스雜音과 同一 채널의 干涉을 받았을 때의 誤率式을 유도하였다.

가우스雜音 解析(i)의 式(13)에서 α_a , 임펄스雜音 解析에서는 式(14)에서 A와 Γ' 를, 또 式 (19)에서의 β 를 參數로 하여 프로그램을 電算處理하여 그림 9 ~ 12에서 實線으로 나타내었다.

IV. 16QAM 시스템의 構成과 實驗

16QAM 시스템의 誤率特性을 실험하기 위하여 이상적인 直交振幅變調器와 復調器 및 실제 전송로의 특성과 같은 가우스雜音 및 임펄스雜音과 同一 채널의 干涉雜音 環境下에서 디지털 신호의 비트誤率과 캐릭터誤率을 측정하기 위한 시스템을 구성하여 實驗으로 확인하였다.

IV - 1. 하드웨어의 構成

1) 시스템의 基本構成과 시뮬레이션⁽¹⁾

그림 8은 擬似傳送線路상에서 전송된 데이터의 에러를 檢出하기 위한 基本構成圖이며 各部를 측정기준과 參數에 따라 시뮬레이션한다.

實驗에서 A나 또는 Γ' 의 값은 表 1과 같은데 A = 1인 경우를 펄스폭 0.417[ms]의 펄스로 잡았으며 최대 펄스반복률을 10[MHz]로 잡았다. 입력參數 $\Gamma' = 1$ 로 하는 감쇠기를 A = 1일 때의 값과 같이 조절하여 가우스雜音과 임펄스雜音레벨을 같게 하였다.

A = 0.1, 0.01은 위와 동일한 펄스雜音으로서 그 주기를 4.17, 41.7[ms]로 조절한 것이며 $\Gamma' = 0.1$ 및 0.01은 감쇠기를 A = 0.1 및 0.01일 때의 값과 같이 조절하여 임펄스雜音레벨보다 10 [dB] 및 20[dB] 낮은 가우스雜音레벨을 출력하도록 한다. 실험에서 수신입력 레벨미터는 高임피던스로 조절하였다.

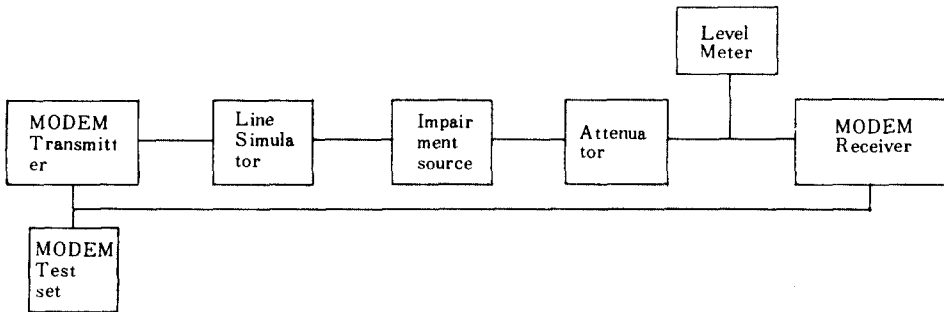


그림 8 Block diagram of BER performance test set-up.

표 1 Noise Level to Attenuator by the Level meter.

Attenuator (dB)				Level (dB)	
Gaussian Noise	Impulsive Noise			Gaussian Noise = Impulsive Noise	W (Gaussian + Impulsive Noise)
	A=1	A=0.1	A=0.01		
28	31.4	37.6	31	-65.2	-63
27	30.3	36.4	29.8	-64.2	-62
26	29.1	35.2	28.6	-63.3	-60.9
25	28	34	27.4	-62.3	-59.9
24	26.8	32.8	26.2	-61.3	-58.8
23	25.7	31.6	25	-60.4	-57.8
22	24.5	30.4	23.8	-59.4	-56.7
21	23.4	29.2	22.6	-58.4	-55.7
20	22.2	28	21.4	-57.5	-54.7
19	21.1	26.8	20.1	-56.5	-53.6
18	19.9	25.6	18.9	-55.5	-52.6
17	18.8	24.4	17.7	-54.5	-51.5
16	17.6	23.2	16.5	-53.6	-50.5
15	16.5	22	15.3	-52.6	-49.4
14	15.3	20.8	14.1	-51.6	-48.4
13	14.2	19.6	12.9	-50.7	-47.3
12	13	18.4	11.7	-49.7	-46.3
11	12	17.5	10.6	-48.8	-45.4
10	11	16.5	9.4	-47.9	-44.5
9	10	15.5	8.3	-47	-43.5
8	9	14.6	7.1	-46	-42.5
7	8	13.6	6	-45.1	-41.6
6	7	12.7	4.9	-44.2	-40.7
5	6	11.7	3.7	-43.3	-39.8
4	5	10.8	2.6	-42.4	-38.9
3	4	9.8	1.4	-41.5	-37.9
2	3	8.9	0.3	-40.6	-37.0
1	2	7.9		-39.6	-36.0
0	1	7		-38.6	
	0	6		-37.8	

* Output level

Gaussian Noise; 0 (dBm)

Impulsive Noise A=1, 0.1; 1 (V), A=0.01; 5 (V)

IV-2. 誤率特性 測定

1) 비트誤率 測定實驗

表 2 ~ 6 은 비트誤率을 測定한 값이다.

2) 케릭터誤率 測定 實驗

表 7 ~ 9 는 CPU Z-80A에 의한 케릭터誤率

표 2 BER (Gaussian Noise) by performance test.

Carrier to Noise ratio (dB)	Bit error rate
16	1.65×10^{-2}
17	8.38×10^{-3}
18	3.04×10^{-3}
19	1×10^{-3}
20	2.37×10^{-4}
21	1.33×10^{-5}
22	2.5×10^{-6}
23	0

표 3 BER (Impulsive Noise, A=1) by performance test.

$\Gamma' = 1$		$\Gamma' = 0.1$	
CNR (D)	BER	CNR (dB)	BER
19.5	1.4×10^{-3}	18.4	1×10^{-2}
20.5	5.2×10^{-4}	19.6	3.5×10^{-3}
21.4	1.5×10^{-4}	20.5	1.6×10^{-3}
22.5	1.6×10^{-5}	22.5	1.1×10^{-4}

표 4 BER (Impulsive Noise, A=0.1) by performance test.

$\Gamma' = 1$		$\Gamma' = 0.1$	
CNR (dB)	BER	CNR (dB)	BER
22	6.2×10^{-3}	20.6	2×10^{-2}
24	1.4×10^{-3}	23	1×10^{-2}
25.7	1.7×10^{-4}	25.7	5.2×10^{-3}
28	1.5×10^{-5}	28	1.7×10^{-3}

표 5 BER (Impulsive noise, A=0.01) by performance test

$\Gamma' = 1$		$\Gamma' = 0.1$		$\Gamma' = 0.01$	
CNR (dB)	BER	CNR (dB)	BER	CNR (dB)	BER
18.3	6.2×10^{-2}	14.5	1.4×10^{-2}	12.5	3.3×10^{-2}
20.5	1.4×10^{-2}	17	3.5×10^{-2}	16	3×10^{-2}
23	1×10^{-2}	19.5	3.5×10^{-2}	20.5	2.2×10^{-2}
26	8×10^{-3}	25	1.6×10^{-2}	25	1.4×10^{-2}
28	5.2×10^{-3}	28	6.5×10^{-3}	28	6×10^{-3}

표 6 BER (Cochannel interference) by performance test.

CIR (dB)	CNR (dB)	BER
20	18.7	8×10^{-3}
20	17.4	5.6×10^{-3}
20	20.1	2.5×10^{-3}
20	21.8	9.2×10^{-5}

(CER) 를 측정한 값이며 表 10 ~ 12 는 CPU-6502 에 의한 케릭터誤率을 측정한 값이다.

V. 實驗結果와 이론값과의 比較 檢討

3 장에서 16QAM信號가 가우스雜音, 임펄스雜音과 同一 채널의 干涉을 받았을 때의 誤率式을 誘導하였다. 여기서 파라미터 變數는 搬送波 對雜音電力比 (CNR), 搬送波 對 同一 채널 干涉波

표 7 CER (Gaussian noise, Z-80A) by performance test

CNR (dB)	BER
17	6.2×10^{-1}
18	1.9×10^{-2}
19	2.6×10^{-3}
20	3.1×10^{-3}
21	1×10^{-4}
22.4	0.10

표 8 CER (Impulsive noise, A=0.01, $\Gamma'=0.01$, Z-80A) by performance test.

CNR (dB)	BER
21.2	7×10^{-1}
23.5	7.2×10^{-1}
25	7.8×10^{-1}
26.5	5×10^{-1}
28	6.8×10^{-2}

표 12 CER (Cochannel interference, CPU-6502) by performance test.

CIR (dB)	CNR (dB)	BER
20	20.5	1.8×10^{-2}
20	21.4	9×10^{-3}
20	22.2	3×10^{-3}
20	22.8	1×10^{-3}

표 9 CER (Cochannel interference, Z-80A) by performance test.

CIR (dB)	CNR (dB)	BER
20	20.5	4×10^{-2}
20	21.4	1.3×10^{-2}
20	22.2	3×10^{-3}
20	22.8	1.5×10^{-3}

표 10 CER (Gaussian noise CPU-6502) by performance test.

CNR (dB)	BER
18	4.5×10^{-2}
19	1.1×10^{-2}
20	3.1×10^{-3}
21	4×10^{-4}
22.6	0

표 11 CER (Impulsive noise, A=0.01, $\Gamma'=0.01$, CPU-6502) by performance test.

CNR (dB)	BER
20	1.6×10^{-1}
22.7	1.4×10^{-1}
25	1.8×10^{-1}
26.5	9×10^{-2}
28	3×10^{-2}

電力比 (CIR), 임펄스지수 A, 가우스雜音 對 임펄스雜音電力比 Γ' 이다. 그림 9~그림 12에서 實線은 이론값에 의한 것이고 點線은 실험값이다.

그림에서 실험 값보다 CNR (CIR) 이 적으면 에러의 過多로 시스템의 동작이 정지하였고 실험 값보다 CNR (CIR) 이 3~6 [dB] 정도 증가하면 誤率은 거의 없었다.

이것은 CPB (communication processor board), CPU-6502의 터미널과 모뎀에서 에러訂正코딩技法을 채용하고 있어 디지털데이터가 保護되기 때문이다.

그림 9는 16QAM 시스템에 대한 가우스雜音의 영향을 보인 것이다.

식(9)에 의하여 S/σ 값이 큰 곳에서는 誤率이 指數的으로 減少하는데 반해 S/σ 값이 작은 곳에서는 CNR의 증가에 따른 誤率改善의 效果는 거의 없었다.

그림 9~그림 12에서 BER의 實驗結果가 平均 1.5 [dB] 정도 이론값보다 낮게 나타난 것은 모뎀의 特性이 理想的이 되지 못하기 때문이며 모든 曲線에서 CPB (Z-80A)에 의한 CER은 약 2.5 [dB] 정도 이론값보다 낮아지고 CPU-6502에서는 3 [dB] 정도가 낮아지는데 이것은 CPB의 特性과 거의 비슷하다. 그러나 레벨미터의 ± 0.5 [dB] 정도 랜덤한 지시를 고려하면 모든 實驗값에서 거의 理論的인 解析에 접근함을 알 수 있었다.

曲線의 형태가 다소 변형된 것은 實驗誤差에 의한 것으로 판단된다.

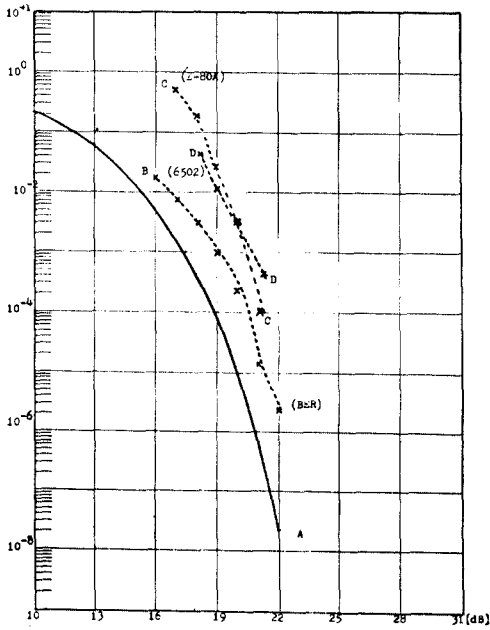


그림 9 The error probability in the environment of Gaussian noise.

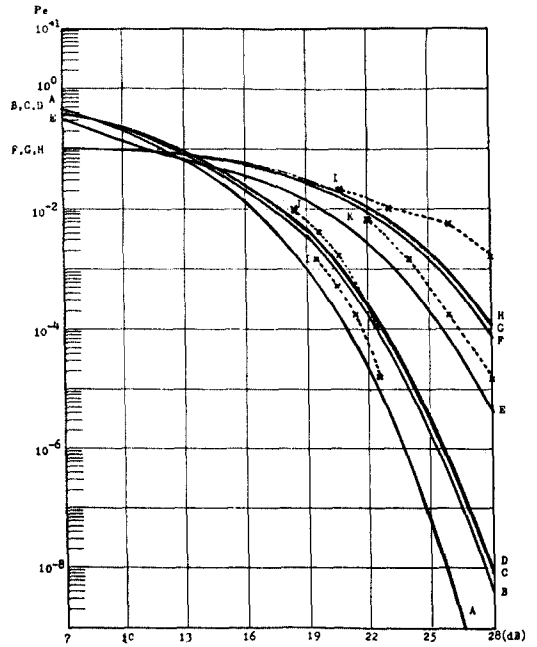


그림 10 The error probability in the environment of impulsive noise ($A=1, 0.1, \Gamma'=1, 0.1, 0.01, 0.001$).

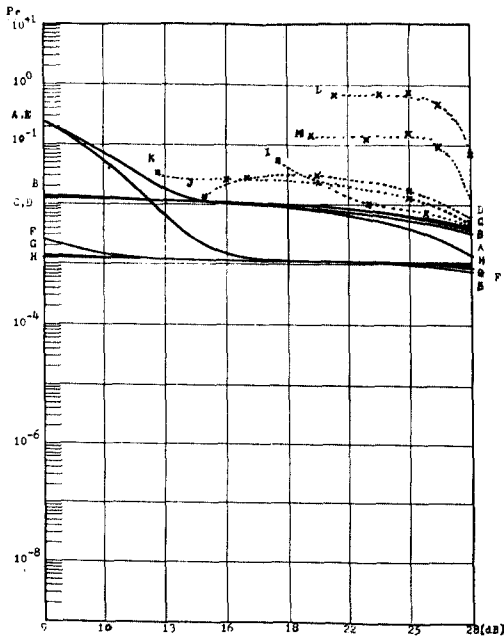


그림 11 The error probability in the environment of impulsive noise ($A=0.01, 0.001, \Gamma'=1, 0.1, 0.01, 0.001$).

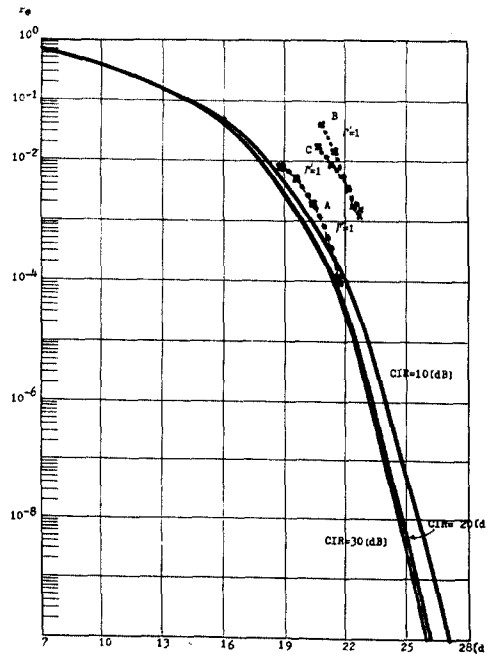


그림 12 The error probability in the environment of cochannel interference ($A=1, \Gamma'=100, CIR=10, 20, 30$ (dB)).

그림10의 誤率曲線은 平均信號電力 對 雜音電力比를 (α)를 파라미터로 하였을때의 임펄스雜音의 영향을 나타낸 것이다.

이 그림은 A값과 1과 0.1로 놓고, Γ' 를 각각 1, 0.1, 0.01, 0.001로 변화시켰을 때이다.

그림11는 A값이 0.01과 0.001일때 Γ' 를 각각 위와 같이하여 信號의 誤率을 나타낸 것이고, 그림12은 同一 채널의 干涉의 영향을 나타낸 것이다.

이들 그림에서 A와 Γ' 의 값이 작을수록 임펄스성이 강한 雜音을, A와 Γ' 값이 커질수록 가우스雜音의 경우에 접근된다는 것을 알 수 있었고 CNR이 낮을때는 A값이 커질수록 시스템이 성능이 떨어지나 CNR이 높으면 A값이 작아질수록 시스템의 성능이 크게 떨어진다는 것도 알 수 있었다.

VI. 結 論

結直交振幅變調 시스템은 현대역 전송선로의 經濟的인 이용이 가능하다.

傳送路上에 雜音과 干涉이 존재할 때 16QAM 시스템의 성능을 이론식에 의한 數值計算과 실험을 통해 變調信號레벨이 낮을 경우 가우스 雜音에 의하여 受信信號에 에러가 발생되고 變調信號레벨이 높을 경우에는 주로 임펄스雜音에 의해 受信에러가 발생하는 것을 알 수 있었다.

實驗結果에서 BER은 평균 1.5[dB], CER은 약 2.5[dB] 정도가 이론값보다 낮게 나타났는데 이것은 시스템의 특성이 이상적이 되지 못하기

때문임을 알 수 있었다.

실제의 데이터傳送特性은 CER 이므로 본論文에서 얻어진 실험값과 이론값과의 비교는 중요한 의미를 갖는다.

본 論文의 研究結果로 16QAM 방식의 데이터 通信 시스템을 도입, 운용하는데 시스템의 設計와 그 性能 評價에 크게 기여할 수 있다고 믿는다.

參 考 文 獻

- (1) 秦正人 岡育生: "電話回線におけるデータ 傳送の研究動向", 日本 電子通信學會誌, 第1號: 71, 1986.
- (2) 정진옥: 변옥환: Date communications and computer network, 서울: ohm社 1985, pp 85-87.
- (3) J. D. Oetting, "A comparison of modulation techniques for digital radio," IEEE Trans. on Comm, vol. COM-27, no. 121, 1752~1758, 1979.
- (4) 金春吉: 데이터通信工學 서울: 東洋科學社, 1985, pp, 598~600.
- (5) 崔宗원·공명옥·趙成俊, "임펄스雜音 및 同一 채널干涉下의 QAM信號의 誤率特性," 大韓電子工學會合同學術發表會論文集, 1982.
- (6) 吉田 彰顯·齊藤 洋一·出本 平一: "非線形ひずみを有する增幅器の16QAM信號傳送特性," 日本 電子通信學會論文誌 vol. J66~B: 514~520, 1983.
- (7) D. Middleton, "Statistical-physical models of electromagnetic interference," IEEE Trans. on Electromag. Compat, vol. EMC-19, pp. 106-127, 1977.
- (8) 趙成俊, "아나로그周波數變調(FM)無線通信시스템에 미치는 디지털位相變調(PSK)無線通信시스템의干涉 영향" 韓國通信學會誌, vol. 8, no 2 pp. 63-75, 1983.
- (9) Rockwell International Corporation: R2424DS 2400BPS Full-duplex modem devece set, USA: Rockwell corp, 19 1985, pp. 89-102.



朴敬鎭(Kyung Ho PARK) 正會員

1942年10月15日生

1965年2月：韓國航空大學 通信科 卒業

1978年2月：建國大學校大學院行政學科
卒業(行政學 碩士)

1982年2月：朝鮮大學校 大學院 電子工
學科卒業(工學碩士)

1987年1月：朝鮮大學校 大學院 電氣工
學科 博士過程

1965年7月～1969年10月：空軍通信·電子將校

1969年11月～現在：木浦海洋專門大學 通信科(教授)

本學會 湖南地區 監事



朴碩喆(Suk Chul PARK) 正會員

1931年3月24日生

1949年9月29日：서울大學校 工科大學
附屬工專 電氣本科 修
了

1951年9月10日：서울大學校 工科大學
電氣工學科 入學

1958年3月15日：朝鮮大學校 工科大學
電氣工學科 卒業

1951年10月8日～1958年3月31日：遞信部電無局 無線 技術科
(技士) 勤務

1956年4月1日～ 朝鮮大學校 勤務

1980年8月23日～1981年8月22日：日本도호쿠大學電氣通信
研究所 客員研究員

現在：朝鮮大學校 工科大學 電算機工學科 教授