論文96-33A-4-1

무선전송 채널에서 Differential Encoding을 이용한 QAM 신호의 전송에 관한 연구

(On the transmission of QAM signal using differential encoding in wireless channel)

金 熹 圭 *, 尹 斗 萬 **, 吳 同 鎭 ***, 金 澈 成 ****

(Heui Gyu Kim, Doo Man Yoon, Dong Jin Oh, and Cheol Sung Kim)

요 약

현재와 같이 정보의 대량전송과 무선통신의 수요가 급증하는 상황하에서는 한정된 주파수 자원을 효율적으로 활용할 수 있는, 즉 주파수 활용효율이 좋은 디지틀 변·복조 방식에 관한 연구 개발이 필수적이다. 본 논문에서는 스펙트럼 활용효율이 좋은 QAM 신호를 AWGN 채널에서 뿐만 아니라 이동통신채널에서도 적용할 수 있는 신호발생 및 복조방법, 그리고 성능평가등에 대해 고찰하였다. 특히 레일리(Rayleigh) 페이딩 채널같은 통신 여건하에서 시스템 성능저하를 최소화 하는 방안으로서 Differential 방식의 변·복조 기법을 제안하였는데 이 방식에 대해서 먼저 AWGN 채널상황의 경우에는 이론적으로 에러확률을 유도하였으며, 레일리 페이딩 채널하에서는 컴퓨터 모의실험을 통해 성능을 살펴보았다. 그 결과 페이딩 환경하에서도 상당히 우수한 성능을 입증하였다.

Abstract

As the demand for high-speed and wireless transmission of information is rapidly increasing, spectrally efficient digital radio modulation and demodulation scheme is preferred. In this paper, we have studied the signal generation, demodulation and performance evaluation of spectrally efficient QAM signals in a wireless channel environment. We propose differential modulation and demodulation scheme for QAM in Rayleigh fading channel. First, formulas for the error probability of proposed QAM scheme are derived over AWGN channel. Second, we evaluate the performance of the proposed QAM scheme in Rayleigh fading environment through computer simulation, and confirm that it shows much better performance compared to that of conventional QAM scheme.

* 正會員, 新世紀 通信

(Shinsegi Telecomm, Inc.)

** 正會員, 韓國通信 研究開發院

(Korea Telecomm Research Laboratory)

*** 正會員, 全南大學校 電氣工學科

(Dept. of Electrical Eng., Chonnam National Univ.)

**** 正會員, 全南大學校 컴퓨터工學科

(Dept. of Computer Eng., Chonnam National Univ.)

接受日字: 1995年10月4日, 수정완료일: 1996年3月18日

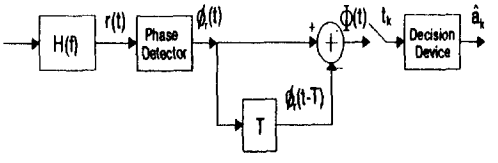
Ⅰ. 서 론

본 논문에서는 그 동안 스펙트럼 활용효율은 좋으나 상대적으로 타 방식보다 복잡하여 무선통신시스템에서 실제 응용이 별로 되지 않았던 QAM 방식에 대하여 고찰하였다. 일반적으로 무선 전송채널에서는 다경로 페이딩(multipath fading) 현상이나 송수신체의 이동으로 생기는 도플러 주파수편이 현상의 영향 때문에, 전송되는 신호의 위상 뿐만 아니라 진폭에도 정보를 싣는 QAM 변조방식이 기피되어왔다[1],[2]. 이러한

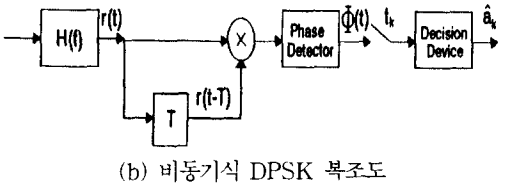
페이딩 환경하에서 나타나는 시스템의 성능 열화를 최소화하여 좋은 성능을 발휘할 뿐만 아니라 복조단에서 야기되는 위상 모호성(Phase Ambiguity) 문제를 근본적으로 해결할 수 있는 Differential 방식의 QAM 변·복조 방식에 대한 연구가 최근 활발히 이루어지고 있다[1],[2],[3]. Differential 방식의 변·복조 기법을 QAM에 적용하기 위해서는 전송되는 신호의 각 심볼간 위상차에 정보를 싣는 기존의 Differential PSK 방식에 진폭에 의한 정보를 Differential하게 가미하는 기법을 적용해야한다. 본 연구에서는 진폭이 두가지 종류인 8-QAM과 16-QAM 방식에 대해 Differential 방식을 적용할 수 있는 신호점 배치를 제시하고 그 특성에 맞는 Differential 방식의 변·복조 기법을 살펴보았다. 먼저 AWGN 채널에서의 신호점 배치 및 그 성능을 이론적으로 고찰한 후, 이동통신 채널에서의 적용 가능성을 살펴보기 위해 컴퓨터 모의실험을 통해 레일리(Rayleigh) 페이딩 채널에 QAM 신호를 통과 시켜 그 신호를 수신기의 입력으로 하여 복조함으로써 Differential 방식의 QAM 신호의 성능을 정량적으로 분석한 결과 상당히 우수한 성능을 보였다.

Ⅱ. Differential QAM

흔히 Differential 방식의 변·복조 기법은 정진폭 특성을 갖고 위상에만 정보를 싣는 PSK 변조 방식에서 주로 이용된다[4],[5]. 이 때 신호 전송시에는 이전 심볼과의 위상 차이가 전송되는 정보(데이타)가 된다. 그리고 복조시에는 그림 1 에서처럼 크게 두가지 방식으로 구분된다.



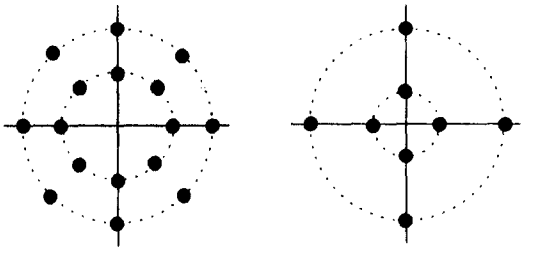
(a) 동기식 DPSK 복조도



(b) 비동기식 DPSK 복조도

그림 1. Differential 방식의 복조도
Fig. 1. Demodulation block diagram of differential system.

그 중 하나는 그림 1 a) 에서처럼 위상검출기에서 반송파 동기를 이룬다음 각 심볼의 위상을 Arctan loop를 이용해서 검출하고, 인접심볼과의 위상 차이를 구하는 동기식 방법이 있는가 하면, 그림 1 b) 에서처럼 수신기에 입력된 신호를 한 심볼타임 구간 동안 지연을 시켜 다음 심볼과 처리를 하여 심볼의 위상차이를 구하는 비동기식이 있다. 물론 QAM 방식은 전송되는 신호의 위상차이에만 정보를 싣는 기존의 Differential PSK 방식의 변·복조 방법을 그대로 적용할 수 있지는 않고 진폭의 변화를 따로 고려하여야만 한다. 본 연구에서는 4비트를 한 심볼로 하는 16-QAM 방식과 3비트를 한 심볼로 하는 8-QAM을 대상으로 연구를 하였다. 그림 2 에서는 실제 전송되는 신호파형의 신호점 배치도를 나타내고 있다.



a) 16-QAM b) 8-QAM

그림 2. 전송신호의 신호점 배치도
Fig. 2. Transmitting signal constellation.

1. 16 QAM

일반적인 M-DPSK 방식의 변조는 알려진 것처럼 전송되는 이웃한 두 심볼간의 위상 차에 정보를 싣는다. 예를 들어 8-PSK 경우를 생각해 보자. 전송되는 신호는 (1)식과 같고, $\theta_i(t)$는 $\theta_{i-1}(t)$와 입력되는 3비트에 의해 결정된다.

$$s_i(t) = \cos(\omega_0 t + \theta_i(t)) \qquad (1)$$

그리고 이러한 신호를 수신하여 복조할 때 동기복조를 한다면 그림 1 a)를 이용할 것이다. 그림 3 은 그림 1 a)의 구조를 좀 더 자세하게 표현한 것이다.

(2)식은 왜곡이 없는 채널에서 잡음만 더해진 경우 수신단에 입력되는 신호이고,

$$y(t) = \cos[\ \omega_0 t + \theta_i(t)] \ + n(t) \qquad (2)$$

그림 3과 같은 수신기의 출력으로 각 심볼의 위상을

검출한 뒤 잡음의 영향을 무시한다면 (3)식과 같은 위상차 ϕ를 얻어낸다.

$$[\ \theta(k)\ ] - [\ \theta(k-1)\ ] = \phi_i(k) \qquad (3)$$

이러한 DPSK 방식을 QAM에 적용하기 위해 입력되는 4비트가 한 심볼이 되고 그림 2 에서 처럼 진폭이 두종류인 16-QAM을 고려해 보자. 전송되는 신호를 각 진폭에 대해 8-PSK와 동일하게 생각할 수 있다. 입력되는 이진 데이타는 4개씩 한 심볼 단위로 묶어지고, 만약 k번째 심볼이 되는 4개의 비트를 각각 a_k, b_k, c_k, d_k 라 하고, 전송신호의 진폭을 두 종류로 제한 한다면 표 1 에서는 입력되는 데이타열에 따라 결정되는 각 심볼단위 QAM 신호의 진폭과 위상을 나타내고 있다[2].

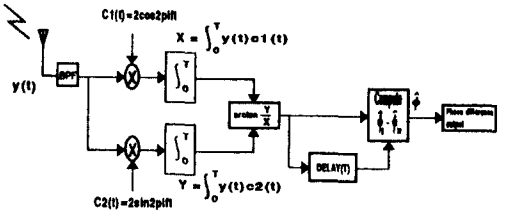


그림 3. Differential PSK 복조도
Fig. 3. Demodulation block diagram of differential PSK.

표 1. 입력되는 이진 데이타에 따른 전송신호의 진폭과 위상
Table 1. Amplitude and phase of transmitting signal for input bits.

a_k	앞 심볼과 진폭 변화	b_k, c_k, d_k	$\theta_i(t)-\theta_{i-1}(t)$
0	없 음	0 0 0	0
		0 0 1	$\pi/4$
		0 1 0	$\pi/2$
		0 1 1	$3\pi/4$
1	있 음	1 0 0	π
		1 0 1	$5\pi/4$
		1 1 0	$3\pi/2$
		1 1 1	$7\pi/4$

이렇게 생성된 신호는 (4)식과 같이 표현 할 수 있고,

$$s_i(t) = A(t)\cos[\ \omega_0 t + \theta_i(t)\ ] \qquad (4)$$

이때 그림 2 에서 보는것 같이 A(t)는 이상적으로 2가지 종류의 진폭 성분 중 하나가 되고, 위상 θ_i는 8개 성분 중의 하나가 된다. 이렇게 전송된 QAM 신호를 수신할 때는 진폭과 위상에 대한 정보를 분리하여 검출하게 된다. 위상은 그림 3 과 같은 회로를 통하여 검출할 수가 있고, 진폭에 의한 정보는 포락선 검파기나 심볼당 에너지를 검출하여 이전 심볼과 비교함으로써 찾아낼 수 있다.

이때 전송되는 신호의 두 진폭비에 따라 시스템 성능에 큰 차이가 있다. 따라서 이러한 두 진폭간의 최적의 비를 계산하여 신호를 송신하는 것이 바람직하다. 본 연구에서는 먼저 AWGN 채널상황하에서 이러한 진폭의 최적비를 계산함에 있어 복조 방식에서 알 수 있듯이 16-QAM 신호를 2개의 진폭을 갖고 각각에 대해 8-DPSK 신호로 간주하여 심볼에러확률을 수학적으로 유도하여 이를 이용해 최적의 진폭비를 계산하였다.

이러한 방식은 square 구조를 갖는 QAM 방식과는 달리 진폭과 위상을 따로따로 검출하게 되므로, 결정된 진폭이나 위상 중 하나라도 에러가 났을 경우 한 심볼은 에러가 된다. 따라서 심볼에러 확률 P는 진폭과 위상을 찾는 과정이 독립적이므로 이를 식으로 표현하면 다음과 같다[3].

$$P = P_a + P_\varepsilon - P_a \cdot P_\varepsilon \qquad (5)$$

< P_a: 진폭에 에러가 있는 경우의 확률, P_ε:위상에 에러가 있는 경우의 확률>

먼저 진폭 에러의 경우를 살펴보자. 진폭에 의한 에러확률 유도는 AWGN 채널에서 다른 변조방식들의 에러확률식[6]을 응용하였다. 안쪽 진폭과 바깥쪽 진폭의 전압비를 α 라고 안쪽 진폭의 전압 크기를 A라 하여 진폭에 의한 에러확률은 (6)식과 같이 유도될 수 있다.

$$P_a = Q\left(\frac{(\alpha-1)A}{2} / \sigma\right) \qquad (6)$$

그리고 심볼당 평균 에너지는 $E_s = (1+\alpha^2)A^2 T_s/4$ 이고, 수신후 잡음전력 $\sigma^2 = N_o B_s$, $B_s = 1/T_s$ 임으로 (6)식을 다시쓰면 (7)식과 같다.

$$P_a = Q\left(\frac{(\alpha-1)}{2}\sqrt{(E_s/N_0)\frac{4}{(1+\alpha^2)}}\right) \qquad (7)$$

진폭이 결정되면 M-DPSK 방식의 경우와 완전히 일치하게 된다. 일반적으로 DPSK 방식의 경우 에러확률은 (8)식과 같이 근사적으로 주어진다[6].

$$P_\varepsilon \simeq 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}\sin\left(\frac{\pi}{\sqrt{2}M}\right)}\right) \quad (8)$$

안쪽과 바깥쪽 진폭의 경우 각각에 위상 에러가 있는 경우를 (8)식과 같은 DPSK 방식의 에러확률을 적용한다. 전압비가 a이므로 안쪽 진폭과 바깥쪽 진폭의 8-PSK 신호의 평균전력은 전송신호의 평균전력을 S라 할때 각각 (9)식 (10)식과 같고, 에너지의 비도 또한 이와 동일하다.

$$S_1 = \frac{2}{1+a^2}\,S \quad (9)$$

$$S_2 = \frac{2a^2}{1+a^2}\,S \quad (10)$$

그리고 안쪽과 바깥쪽 진폭성분의 발생확률이 동일하다 가정하고 2개의 진폭만을 갖는 M-QAM 신호의 AWGN 채널에서 에러확률 P는 (5)식을 (11)식과 같이 쓸 수 있다. 그리고 이때 M이 16인 경우에 적용하면 심볼 에러확률은 (12)식과 같다.

$$\begin{aligned} P &= P_a + P_\varepsilon - P_a P_\varepsilon \\ &= P_a + \frac{1}{2}P_{\varepsilon 1} + \frac{1}{2}P_{\varepsilon 2} - P_a\left(\frac{1}{2}P_{\varepsilon 1} + \frac{1}{2}P_{\varepsilon 2}\right) \quad (11) \\ &\simeq P_a + \frac{1}{2}P_{\varepsilon 1} + \frac{1}{2}P_{\varepsilon 2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P = {} & Q\left(\frac{(a-1)}{2}\sqrt{\frac{E_s}{N_0}\,\frac{4}{(1+a^2)}}\right) \\ & + Q\left(\sqrt{\frac{4}{(1+a^2)}\,\frac{E_s}{N_0}\sin\left(\frac{\pi}{8\sqrt{2}}\right)}\right) \\ & + Q\left(\sqrt{\frac{4a^2}{(1+a^2)}\,\frac{E_s}{N_0}\sin\left(\frac{\pi}{8\sqrt{2}}\right)}\right) \end{aligned} \quad (12)$$

(12)식을 이용해서 QAM 신호의 두 진폭의 비를 달리하여 심볼 에러확률을 살펴보았다.

그림 4 에서 보는 것처럼 신호대 잡음비에 따라 두 진폭간 최적의 진폭비는 달라지지만, 15 dB를 기준으로 할때 약 2.4 그리고 20 dB를 기준으로 할 때는 최적의 진폭비는 2.2 정도가 된다는 것을 알 수가 있다. 이를 좀 더 살펴보면 만약 진폭의 비가 이보다 크고 동일한 전력으로 신호를 전송하게 된다면 각 진폭간의 신호점 성분들은 멀어지게 배치되어 진폭에 의한 에러가 줄어들게 되지만 안쪽진폭성분의 신호점들간에 위상에러가 증가하게 되고, 진폭의 비가 이보다 작다면 안쪽 진폭성분의 위상 에러가 줄어지는 대신에 진폭에 의한 에러가 많아질 것이다. 그리고 이를 일반적으로 정사각형에 신호점을 배치하는 square QAM 방식과 비교해 보면 SNR=20 [dB] 에서 square QAM 방식의 경우 $P_e \cong 10^{-5}$ 정도이고 본 논문에서 제안한 방식은 10^{-4} 정도이므로 크게 떨어지지 않는다[7]. 이는 물론 최적의 진폭비를 가정한 경우이다.

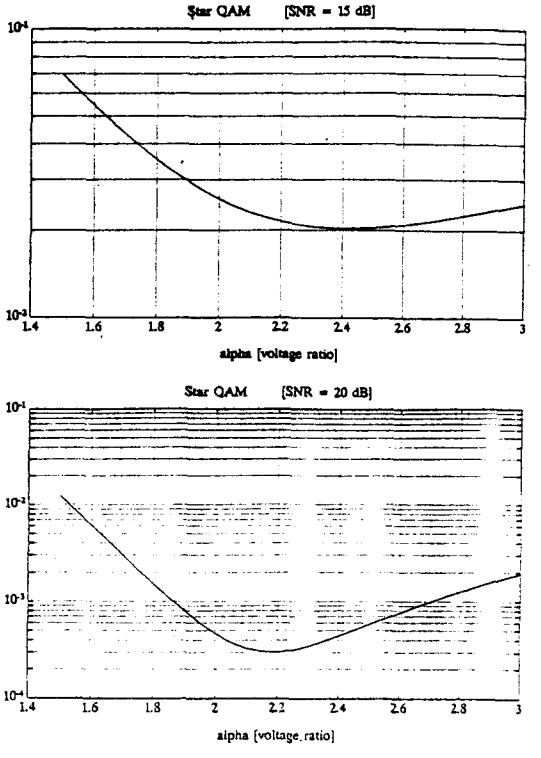


그림 4. 진폭비를 달리해서 얻은 심볼 에러확률
Fig. 4. Symbol error probability for amplitude ratio.

2. 8-QAM

그림 2 에서의 신호점 배치에서와 같이 전송되는 신호의 파형은 8 종류가 되고, 그림에서 처럼 전송되는 신호의 위상은 $\pi/2$ 의 정수배로 각각 전송된다. 송신되는 신호를 Differential 방법으로 생성해보자. 먼저 입력되는 세 비트를 한 심볼로 표현하고, k 번째 심볼의 세 비트 각각을 a_k, b_k, c_k 라 하면 a_k에는 진폭의 변화에 해당하는 정보를 b_k, c_k에는 위상 차이에 해당되는 정보를 싣게 된다. 예를 들어 a_k가 1일때에는 전송되는 신호의 진폭을 앞 심볼과 다르게 변화시키고(두 종류의 진폭 중에서), a_k가 0일 때는 이전 심볼과 같은 진폭을 유지하게 한다. 그리고 심볼의 위상 차이에 정보를 싣는 두 번째, 세 번째 비트는 (13)식과

같이 심볼위상과 관계를 맺는다[4].

$$\theta(kT_s) - \theta(kT_s - T_s) = m(k)\cdot\frac{\pi}{2} \qquad (13)$$

표 2. 입력되는 이진 데이타에 따른 8-QAM 신호의 진폭과 위상

Table 2. Amplitude and phase of 8-QAM signal for input bits.

a_k	앞 심볼과 진폭 변화	b_k, c_k	$m(k)$
0	없 음	0 0	2
		0 1	3
1	있 음	1 0	1
		1 1	0

이렇게 생성된 신호는 각 심볼당 두번째와 세번째 비트의 네 가지 조합(00, 01, 10, 11)으로 전송신호의 위상이 앞 심볼과의 차이에 의해 결정이 된다. 실제 전송되는 신호는 (14)식과 같이 표현될 수 있고, 이때 A(t)는 두개의 진폭성분을 갖고, $\theta(t)$는 $n\cdot\pi/2$ ($n=0,1,2,3$) 인 4개의 위상성분중의 하나가 된다.

$$S_t(t) = A(t)\cos(\omega_0 t + \theta(t)) \qquad (K-1/2)\,T_s \le t \le (K+1/2)\,T_s \qquad (14)$$

이렇게 전송된 신호를 비동기 수신기를 이용해 복조한다면 그림 1 b)와 같은 수신기 구조를 응용하게 되는데 본 연구에서 8-QAM 방식에 응용한 두가지 형태의 비동기 수신기 구조에 대해 살펴보기로 하자.

1) 1 심볼지연 수신기

(14)식과 같이 전송되는 신호는 다음과 같은 복조기에서 데이타를 검출할 수 있다.

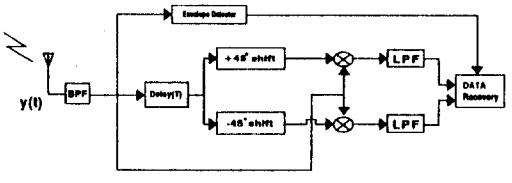


그림 5. Differential 8-QAM 신호의 1심볼지연 비동기 복조도

Fig. 5. Noncoherent demodulation block diagram of differential 8-QAM with 1-symbol delay.

만약 전송된 신호가 잡음이 더해져 수신된다면 (15)식과 같이 표현된다. 실제로 채널상에서 진폭이나 위상의 왜곡이 생겨 수신되지만 본 절에서는 복조과정을 수학적으로 표현하기 위해서 고려하지 않았고, 뒷 절 컴퓨터 모의실험을 통하여 살펴보았다.

$$y(t) = A(t)\cos(\omega_0 t + \theta(t)) + n(t) \qquad (15)$$

그림 5 와 같은 수신기에서 먼저 입력된 신호로 부터 진폭을 결정하게 된다. 한 심볼이 되는 첫 비트는 이전 심볼과의 진폭비로 결정되는데 실제 채널상에 진폭 왜곡이 있을 경우에도 빠른 심볼타임구간 동안에 비해 천천히 변하는 신호라 가정할 수 있다면 Differential 하게 두 진폭비를 계산할 때 그 영향이 어느 정도 보상될 수 있고, 복원된 첫 비트 a_k는 (16)식과 같다[2],[13].

$$a_k = \begin{cases} 1, & 1/2 \le [\,A(k)/A(k-1)\,] \le 2 \\ 0, & 1/2 \ge [\,A(k)/A(k-1)\,] \\ & \quad or,\ [\,A(k)/A(k-1)\,] \ge 2 \end{cases} \qquad (16)$$

그리고 위상차에 의한 정보는 이전 심볼과의 조합으로 결정된다. 만약 입력되는 신호를 T_s만큼 지연을 두고 $+45^0$ 위상천이를 거쳐 현재 심볼과 곱하게 된다면 (17)식과 같이 표현 가능하고,

$$D_I(k) = y(k)\cdot y(k-1)_{+45^\circ} \qquad (17)$$

그림 5 에서와 같이 I 채널 LPF 후의 신호는 (18)식과 같이 쓸 수 있다.

$$D_{1I}(k) = a_I(k)\cdot\cos(\theta(k) - \theta(k-1) - \pi/4) + n_{1I}(k) \qquad (18)$$

단, $A(k) = \sqrt{a_I{}^2 + a_Q{}^2}$

비슷하게 Q채널에서도 (19)식과 같이 표현된다.

$$D_{1Q}(k) = a_Q(k)\cdot\cos(\theta(k) - \theta(k-1) + \pi/4) + n_{1Q}(k) \qquad (19)$$

만약 잡음의 영향이 없다고 가정하면 복원된 데이타 b_k와 c_k는 다음 식과 같이 표현된다.

$$b_k = \begin{cases} 1 & D_{1I} > 0 \\ 0 & D_{1I} < 0 \end{cases} \qquad (20)$$

$$c_k = \begin{cases} 1 & D_{1Q} > 0 \\ 0 & D_{1Q} < 0 \end{cases} \qquad (21)$$

결국 이러한 방법으로 두번째와 세번째 비트를 결정

할 수가 있게 된다. 만약 b_k와 c_k가 각각 1, -1로 전송되었다고 가정하고 이 두비트를 복원하는 과정을 신호점 배치도에서 살펴보면 그림 6과 같다. 그림 6 에 $\pi/2$ 지점의 신호점은 실제 전송되는 두 주기동안 신호의 위상차이가 된다.

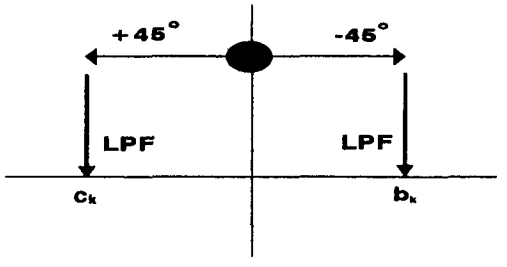


그림 6. 심볼의 위상차 복원과정
Fig. 6. Recovery procedure of phase difference.

1 심볼지연기를 거쳐 각각 $\pm 45^0$ 위상차이를 나게 하고 원신호와 곱하게 되면 두 신호의 위상차이는 화살표 방향으로 옮겨가게 된다. 결국 LPF 를 통과하게 되면 신호점의 수평방향성분의 진폭값이 얻어진다. 그림에서 처럼 잡음의 영향이 없다고 가정하면 b_k와 c_k는 각각 1과 -1이 된다.

2) 2 심볼지연 ML(Maximum likelihood) 수신기

위상성분에 정보를 싣는 두번째 세번째 비트는 1 심볼지연 뿐 아니라 2 심볼지연기를 이용하여 보다 정확히 추정할 수 있다. 그림 7 에는 2심볼지연 비동기 복조 ML 수신기 구조를 나타낸다.

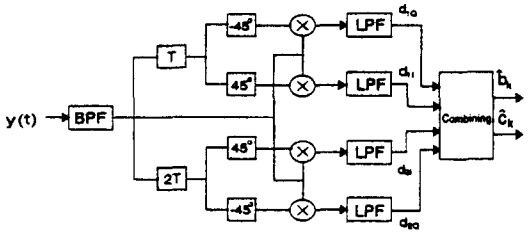


그림 7. 2 심볼지연 비동기 ML 수신기
Fig. 7. Noncoherent ML receiver with 2-symbols delay.

먼저 (17), (18)식과 비슷하게 2 심볼구간 동안 지연시킨 신호에 위상차 $\pm 45^0$를 주고 원신호와 곱한 다음 LPF를 통한 출력을 각각 D_{2I}, D_{2Q}라 하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$D_{2I}(k) = a_I(k)\cdot\cos(\theta(k)-\theta(k-2)-\pi/4) + n_{2I}(k) \tag{22}$$

$$D_{2Q}(k) = a_Q(k)\cdot\cos(\theta(k)-\theta(k-2)+\pi/4) + n_{2Q}(k) \tag{23}$$

이 때 결정된 이전 비트와 현재 비트를 조건으로 갖는 조건확률을 이용하여 (24)식과 같이 Maximum likelihood ratio test를 적용한다[4],[8].

$$\begin{aligned} H_0:\ & b_k = 1 \\ & \frac{f(D_1, D_2 \mid b_k = 1,\ \hat{b}_{k-1})}{f(D_1, D_2 \mid b_k = -1,\ \hat{b}_{k-1})} > 1 \\ H_1:\ & b_k = -1 \\ & \frac{f(D_1, D_2 \mid b_k = 1,\ \hat{b}_{k-1})}{f(D_1, D_2 \mid b_k = -1,\ \hat{b}_{k-1})} \le 1 \end{aligned} \tag{24}$$

(24)식에는 b_k에 대한 표현만을 나타낸 것으로 c_k에 대해서도 똑같은 표현을 적용한다. 여기서 $f(x, y \mid H_i)$는 H_i가 참이라는 조건하에서 D_1, D_2 의 joint p.d.f 이다. 위의 결과를 적용하여 추정된 두번째 세번째 비트는 표 3과 같다.

표 3. ML test를 적용해 추정된 b_k, c_k
Table 3. Estimated b_k, c_k through ML test.

$\hat{m}(k-1)$	b_k	c_k
0	$sgn(D_{1I}(k)+D_{2I}(k))$	$sgn(D_{1Q}(k)+D_{2Q}(k))$
1	$sgn(D_{1I}(k)+D_{2Q}(k))$	$sgn(D_{1Q}(k)+D_{2I}(k))$
2	$sgn(D_{1I}(k)+D_{2I}(k))$	$sgn(D_{1Q}(k)+D_{2Q}(k))$
3	$sgn(D_{1I}(k)+D_{2Q}(k))$	$sgn(D_{1Q}(k)+D_{2I}(k))$

이러한 결과는 굳이 Maximum likelihood ratio test를 적용하지 않더라고 쉽게 얻을 수가 있다. 만약 이전 비트에서 판정된 $\hat{m}(k-1)$ 가 0일때, 즉 $\theta(k-1)-\theta(k-2)$ 가 0일때는 D_{1I}와 $D_{2I}(D_{1Q}$와 $D_{2Q})$의 값의 부호가 같게 되어 둘을 더한 결과의 부호가 D_{1I}, D_{1Q} 보다 잡음의 영향을 덜 받게 됨을 알 수 있다.

Ⅲ. 컴퓨터 모의실험 결과

진폭과 위상에 각각 정보를 싣는 QAM 신호를 이동통신 환경하에서 고찰을 해 보고자 한다. 실제로 이러한 통신환경은 다분히 불규칙적이고 수식으로 정리하

기는 힘들다. 따라서 컴퓨터 모의실험한 페이딩 채널[9],[10]에 전송신호를 통과시킴으로써 그 출력을 가지고 위에서 언급한 Differential 방식의 복조에 적용을 하였다. 그림 8 은 모의실험하여 생성된 레일리 페이딩 진폭을 보여주고 있다.

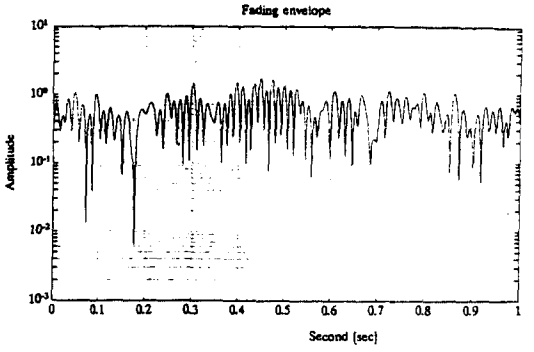


그림 8. 수신신호의 진폭 (레일리 페이딩)
Fig. 8. Received signal envelope (Rayleigh fading)

1. 16-QAM

입력 데이타는 PN 코드를 이용하였고, 최적 진폭비가 되도록 두 링진폭을 결정하여 생성하였다. 그림 9에서는 페이딩 채널을 통과한 후 수신 신호점을 나타내고 있다. 그림에서 나타난 것처럼 Differential 방식으로 진폭과 위상을 검출할 경우 페이딩에 의한 진폭과 위상의 왜곡을 어느정도 보상할 수 있다.

그리고 그림 10에는 Differential 16-QAM 신호를 페이딩 환경하에서 수신했을때 신호대 잡음비에 따라 Monte Carlo (MC)방법을 이용하여 구한 심볼에러 확률을 나타내었다. 본 모의실험에서는 PC 용량을 고려해 40,000 비트 PN 코드를 이용하여 신호를 생성시켰는데 모의실험의 신뢰성을 위해 PN 코드의 초기치를 변화시켜 가며 생성했다. 결과인 그림 10은 각 SNR에 대해 10회정도 처리해 평균을 내서 나타낸 것이다. 그림에서 보듯이 직접파 성분이 없고 다경로(multipath) 성분만으로 수신신호가 이루어졌다고 가정할 수 있는 레일리 페이딩 환경 하에서도 신호대 잡음비가 28dB 이상이 되면 심볼에러 확률이 거의 10^{-4} 이하가 되는 좋은 성능을 보여주고 있다. 이는 비교를 위해 그림 10 에 나타낸 square 구조를 갖는 16-QAM 방식이 error floor 현상을 보인 결과와 비교해 볼 때 좋은 대조를 이룬다. 물론 본 연구에서 사용된 레일리 페이딩 채널은 최대 도플러 주파수가 40Hz인 채널이다. 그래서, 이와같은 채널에서 square 구조를 갖는 16-QAM 방식은 부가적인 성능개선 기법 코딩기법, 다이버시티 기법 등을 사용하지 않는다면 거의 활용이 불가능 하다고 말할 수 있다.

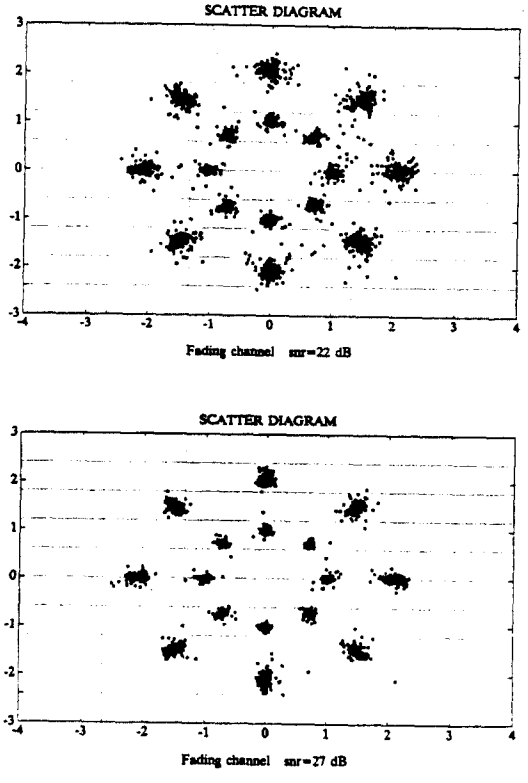


그림 9. 신호를 수신하였을 때 신호수신점
Fig. 9. Received signal constellation.

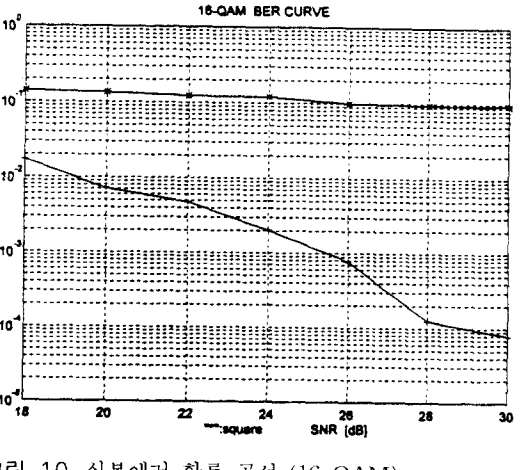
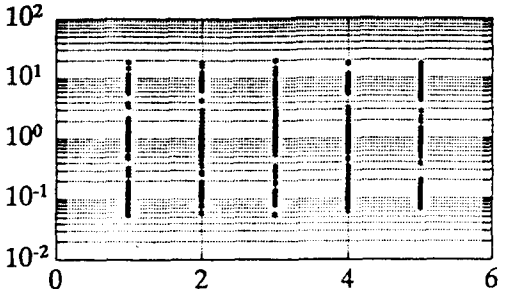


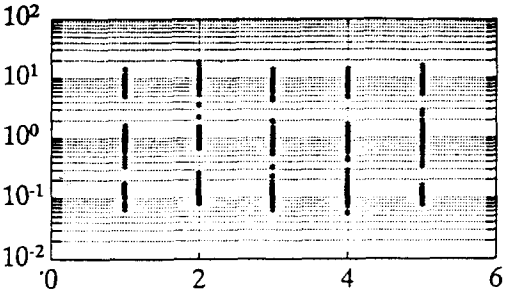
그림 10. 심볼에러 확률 곡선 (16-QAM)
Fig. 10. Symbol error probability curve (16-QAM)

2. 8-QAM

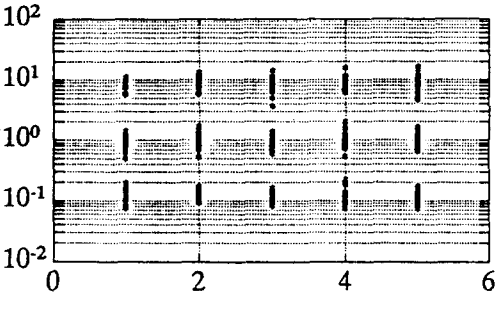
그림 11은 실제 전송 신호가 페이딩 채널을 통과한 후 AWGN이 첨가되어 수신되었을 때, 수신된 신호로부터 각 심볼간의 에너지를 계산하여 그 비를 신호대 잡음비에 따라 나타낸 그림이다. 심볼의 진폭이 변하였다고 판정되는 경우는 두 심볼간 에너지의 비가 6.5 dB 이상이나 -6.5 dB 이하가 될 때 까지이다. 이것은 진폭이 변하게 되는 심볼의 진폭차이가 3배이고 에너지로는 9배차이가 나므로 약 4.5배정도의 이상의 차이가 나면 심볼의 진폭이 변했다고 보기 때문이다. 그림에서 보는 것과 같이 신호대 잡음비가 23 dB이상되면 진폭에 의한 에러는 나타나지 않음을 알 수가 있다. 물론 위상에 의해 생기는 에러는 이 그림으로는 나타나지 않는다.



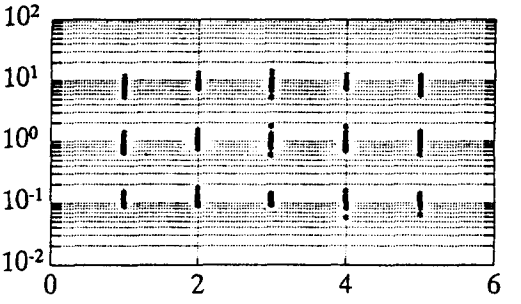
a) SNR = 16 dB



b) SNR = 20 dB



c) SNR = 23 dB



d) SNR = 26 dB

그림 11. 신호대 잡음비에 따른 진폭 검출비
Fig. 11. Amplitude ratios for different signal to noise ratios.

그림 12 에는 MC 방법으로 신호대 잡음비를 달리하여 얻은 심볼에러확률 곡선을 나타내고 있다.

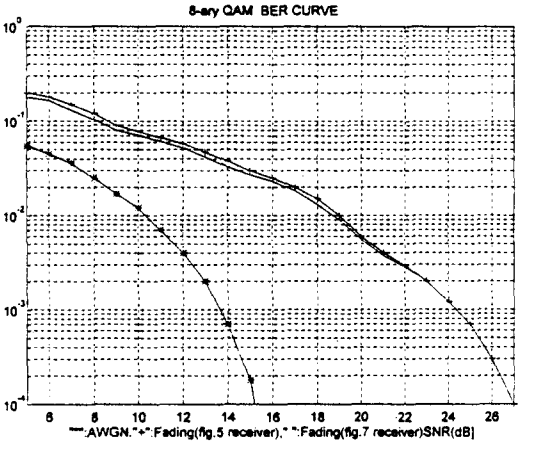


그림 12. 8-QAM 신호의 에러 확률
Fig. 12. Symbol error probability curve(8-QAM).

그림 12를 살펴보면 페이딩 채널을 통과한 신호를 가지고 구한 에러확률은 AWGN 환경하에서 모의실험한 결과와는 큰 차이를 보이고 있다. 이러한 차이는 이동통신환경에서 나타나는 신호의 왜곡현상을 잘 설명하고 있다.

또한 앞 절에서 언급한 비동기식 8-QAM 수신기 중 2심볼지연 수신기의 에러확률은 실선으로 그려져 있고 1심볼지연 수신기는 실선에 '+'표시로 그려져 있다. 보는 바와같이 2심볼지연 수신기가 1심볼지연 수신기보다 신호대 잡음비가 작을때 약간 우수한 성능을 보이고 있으나 큰 차이가 없음을 알 수 있다. 그리고 27

dB 에서 10^{-4} 이하의 에러확률을 나타내 열악한 페이딩 환경하에서도 좋은 성능을 나타냄을 알 수 있다. 물론 16-QAM 과 비슷한 성능을 보이는 것은 수신기 구조에서 쉽게 설명이 되어진다.

Ⅳ. 결 론

무선 전송채널에서의 QAM 방식의 응용은 주파수 스펙트럼 활용효율이 문제시되는 현재 특히 고려해 볼 만 하다. 본 연구에서는 직접파 성분이 없고 다경로 성분만으로 수신신호가 이루어져있다고 가정할 수 있는 레일리 페이딩 채널을 가정하여 이러한 환경하에서도 좋은 성능을 발휘하는 QAM 변·복조 방식을 제시하였다. 일반적으로 알려져 있는 square QAM 방식은 AWGN 채널에서는 우수하나 본 연구에서 사용된 레일리 페이딩 채널에서는 아주 열악한 성능을 나타내었다. 본 논문에서 제시한 방식은 성능평가 결과 AWGN 채널에서는 square QAM 방식보다 약간 떨어지나(최적 진폭비의 경우 약 1 dB 정도[11]), 페이딩 채널에서는 훨씬 우수한 결과를 보였다. 물론 이러한 방식의 전송신호는 진폭을 두 종류로 제한해야 하고, Differential 방식을 이용하므로 현재 심볼의 에러가 다음 심볼에 까지 영향을 미친다는 단점이 있지만 협대역 페이딩 환경하에서 우수한 성능을 보이며, 복조단에서 야기되는 위상 모호성 문제를 피할 수 있다는 장점을 가지고있다. 특히 16-QAM의 경우 신호대 잡음비가 28dB 이상되면 페이딩환경하에서도 거의 10^{-4} 이하의 에러확률을 나타냄을 모의실험을 통해 알 수 있었다. 이러한 성능의 개선은 전송신호의 적절한 신호점 배치로부터 출발하였으며, 에러 제어 부호화 등과 결합하여 사용되었을 때 이동통신 시스템에도 적용될 수 있을것으로 믿는다.

참 고 문 헌

[1] W. T. Webb and L. Hanzo, *Modern Quadrature Amplitude Modulation,* IEEE, 1994.

[2] W. T. Webb and L. Hanzo, "Bandwidth efficient QAM schemes for Rayleigh fading channels," *IEE Proc.*, Vol. 138, No. 3, pp.169-175, June 1991.

[3] Y.C. Chow, A.R.Nix and J.P. McGeehan, "Theoretical and Simulated Evaluation of 16-DAPSK in Mobile Fading Channels," *VTC, 43-rd,* pp.120-124, 1993.

[4] Kamilo Feher, "Novel Receiver Structures for Systems Using Differential Detection," *IEEE Trans. on VT,* Vol. VT-36, No. 2, pp.71-77, May 1987.

[5] Israel Korn, "Offset DPSK with Differential Phase Detector in Satellite Mobile Channel with Narrow-band Receiver Filter," *IEEE Trans. on VT,* Vol. 38, No. 4 pp.193-195, November 1989.

[6] B. Sklar, *Digital Communications,* Prentice Hall, pp.176-177, 1988.

[7] K. Feher, *Advanced Digital Communications,* Prentice Hall, pp.318-330, 1987.

[8] Rodger E. Ziemer and Roger L. Peterson, *Digital Communications and Spread Spectrum Systems,* Macmillan, pp.141-142, 1985.

[9] David Parson, *The Mobile Radio Propagation Channels,* Wiley, pp.238-242, 1992.

[10] Gaston A. Arrendo and William H. Chriss, "A Multipath Fading Simulator for Mobile Radio, "*IEEE Trans. on Commun.,* Vol. Com-21, No. 11, pp.1325-1328, November 1973.

[11] C.M. Thomas, M.Y.Weidner and S.H. Durrani, "Digital Amplitude-Phase Keying with M-ary Alphabets," *IEEE Trans. on Commun.,* Vol. Com-22, No. 2, February, 1974.

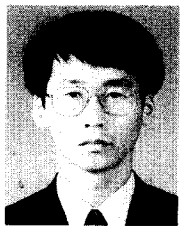
저 자 소 개

金 熺 圭(正會員)

1968年 1月 16日生. 1993年 2月: 전남대학교 전자공학과 (학사). 1995年 2月: 전남대 대학원 전자공학과 (석사). 1994年12月~현재: 신세기통신 근무. 관심분야는 디지틀 이동통신

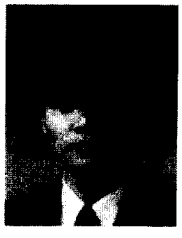
金 澈 成(正會員)

1953年 12月 28日生. 1977年 2月 : 서울대학교 전자공학과(학사). 1979年 2月 : 서울대 대학원 전자공학과(석사). 1987年 12月: Univ. of Arizona(박사). 1979年 2月~1983年 3月: 국방과학연구소 근무. 1983年 3月~1984年 2月: 대우중공업 기술연구소 근무. 1985年 1月~1987年 11月: Univ. of Arizona (Research Associate). 1987年 11月~1989年 3月: 한국전자통신연구소 (이동통신 연구실장 역임). 1989年 3月~1995年 3月: 전남대학교 전자공학과 교수. 1995年 3月~현재: 전남대학교 컴퓨터공학과 교수. 주관심분야는 디지틀 통신시스템공학, 이동통신, 위성통신 통신신호처리, 영상처리 등임



吳 同 鎭(正會員)

1965年 5月 19日生. 1991年 2月: 전남대학교 전자공학과 (학사). 1993年 2月: 전남대 대학원 전자공학과(석사). 1993年 3月~현재: 전남대 대학원. 전기공학과 박사과정 (전자전공). 주관심분야는 디지틀 이동통신, 위성통신, 동기화 등임



尹 斗 萬(正會員)

1969年 8月 15日生. 1994年 2月: 전남대학교 전자공학과(학사). 1996年 2月: 전남대 대학원 전자공학과 (석사). 1996年 2月: 한국통신 연구개발원 입사. 주관심분야는 디지틀 이동통신, 위성통신 등임