

# 정진폭특성을 갖는 Biorthogonal 부호로 부호화된 Q<sup>2</sup>AM(Quadrature Quadrature Amplitude Modulation)에 관한 연구

正會員 朴仁在\*, 沈壽輔\*\*

## A Study on the Biorthogonally Coded Q<sup>2</sup>AM with Constant Envelope Property

In Jae Park\*, Soo Bo Sim\*\* *Regular Members*

### 요 약

변조방식을 설계함에 있어서 에너지효율 및 대역폭효율은 매우 중요한 기준이 되며, 또한 위성중계기에서의 비선형 증폭기와 같이 비선형 특성을 가지는 채널에서는 특히 정진폭 특성이 고려되어야만 한다. Q<sup>2</sup>AM(Quadrature Quadrature Amplitude Modulation)방식은 신호공간 차원을 증가시킨 Q<sup>2</sup>PSK 방식과 다치 레벨(Multi-Level) 신호를 이용하여 대역폭 효율을 증대시킨 QAM방식을 조합한 새로운 변조 방식으로, 기존의 변조방식들에 비해 월등한 스펙트럼 효율을 가지는 변조방식이다. 그러나 비선형 통신계에 Q<sup>2</sup>AM 방식을 적용시 대역폭 효율이 우수한 반면, 정진폭특성을 만족시킬 수 없다. 본 논문에서는 Q<sup>2</sup>AM 변조에 앞서 선형블럭 부호화(Biorthogonally Coding)를 행하여 큰 스펙트럼 효율과 정진폭 특성을 동시에 만족하는 새로운 시스템 구조를 제안하였다. 이 시스템은 정진폭 특성이외에도 부가적인 부호화 이득을 얻으므로써 성능의 개선을 가져왔다. 제안 시스템의 성능분석 결과는 BER = 10<sup>-5</sup>에서, 동일한 스펙트럼 효율을 갖는 16-QAM에 비해 4.4 dB, Q<sup>2</sup>PSK에 비해서는 0.7 dB의 성능이 개선됨을 알 수 있었다.

### ABSTRACT

The energy efficiency and bandwidth efficiency are two important criterion in designing a modulation scheme. Especially the constant envelope property must be considered as in the non-linear channel that exit, for example in

\*대우통신(주) 개인통신연구소  
PCS Dept. R & D Center, Daewoo Telecom. Ltd.

\*\*송실대학교 정보통신과  
Dept. of Inform & Telecom. Engineering, Soong Sil Univ.  
論文番號:96183-0621  
接受日字:1996年 6月 21日

the nonlinear amplifiers for satellite repeater. The Q<sup>2</sup>AM(Quadrature Quadrature Amplitude Modulation) is a new modulation scheme which combines the Q<sup>2</sup>PSK(Quadrature Quadrature Phase Shift Keying) scheme which increases the signal space dimension and the QAM scheme which increases the bandwidth efficiency using the multi-level signal. The Q<sup>2</sup>AM scheme has by far superior spectrum efficiency compared with the existing modulation schemes. Applying this scheme in the non-linear communication system increases the bandwidth efficiency but cannot envelope property. In this paper, a new system architecture is suggested which satisfies the large spectrum efficiency and constant envelope property by implementing the linear block coding prior to the Q<sup>2</sup>AM modulation. The system has improved in performance by gaining the constant envelope and the additional coding gain. We able to observe the performance improvement of the suggested system(at BER = 10<sup>-5</sup>) of 4.4 dB for the 16-QAM and 0.7 dB for the Q<sup>2</sup>PSK under the exact spectrum efficiency.

## I. 서 론

고도의 산업화, 정보화된 현대사회는 무선 이동통신에 대한 수요가 급증하고 있으며, 향후 상용화될 멀티미디어 전송과 같은 분야에서는 고속의 정보전송이 필수적이다. 그러나 한정된 주파수 자원과 현재 이동통신분야에서 사용되는 변조방식인 QPSK, MSK 계열 등으로는 이러한 수요자들의 욕구를 만족시킬 수 없다. 따라서 주파수 자원의 효율적 이용을 위해서는 에너지효율 및 대역폭 효율 특성이 우수한 변조방식의 개발이 필수적이며, 우리나라를 비롯한 선진각국에서는 이 문제에 대한 해결을 위해 많은 연구, 개발이 진행되고 있다. 80년대 후반 미국의 D.Saha는 대역폭 효율을 증가시키기 위해 다차원 신호공간을 이용한 Q<sup>2</sup>PSK(Quadrature-Quadrature phase shift keying) 방식을 제안하였으며, 또한 국내외의 우수 연구기관에서는 대역폭 효율이 큰 QAM을 이동통신에 적용할 목적으로 많은 연구를 진행하고 있다. 이러한 상황에서 최근에 영국의 William Webb와 Lajos Hanzo는 Q<sup>2</sup>PSK와 QAM을 결합하여 대역폭 효율을 향상시킨 Q<sup>2</sup>AM(Quadrature-Quadrature Amplitude Modulation)시스템을 제안하였다[1, 2, 3].

한편 비선형 특성이 존재하는 통신계에서는 반드시 신호의 정진폭 특성이 부가적으로 고려되어야만 한다. 특히 위성 통신과 같은 분야에서는 전력효율을 높이기 위해 비선형 증폭기와 같은 C급 장치를 포함하고 있으므로 채널 상에서 어떤 비선형성이 발생하게 되며, 이로 인해 시스템 성능의 심각한 열화를 가져온다[4]. MSK 변조방식이 선형 및 비선형 채널

널에 대해 타 방식보다 일반화될 수 있는 이유는 바로 정진폭을 유지한다는 것이다[5]. 이에 반해 QAM, Q<sup>2</sup>PSK 및 Q<sup>2</sup>AM등은 대역폭 효율은 큰 반면에 어떠한 부가적 제한이 없는 정진폭(Constant Envelope)을 유지할 수 없는 단점을 가진다[6, 7, 8].

본 논문에서는 16-QAM과 Q<sup>2</sup>PSK이 조합된 Q<sup>2</sup>AM의 구조를 기반으로 하여 비선형 통신계에서 요구되는 두 조건, 즉 정진폭 특성과 큰 대역폭 효율을 동시에 만족시키기 위한 시스템을 제안하였다. 이 시스템은 Q<sup>2</sup>AM 변조신호로부터 정진폭 조건을 수식적으로 해석하여 구하였고, 이 특성을 만족시키는 조건에 따라 설계된 선형 블록부호기를 Q<sup>2</sup>AM 변조기에 포함시킨 구조이다.

이 시스템 성능분석은 AWGN 채널환경하에서 이루어졌으며, 동일한 대역폭 효율을 가지는 16-PSK, 16-QAM, Q<sup>2</sup>PSK 방식등과 비교 분석하였다. 분석결과, 본 논문에서 제안하고 있는 구조는 그 정진폭 특성을 만족시킴과 동시에 부호화 이득을 얻으므로써 시스템 성능 면에서도 기존의 방식들보다 우수함을 알 수 있었다.

## II. Q<sup>2</sup>AM 고찰

### 1. Q<sup>2</sup>AM 변조방식 고찰

Q<sup>2</sup>AM은 대역폭 효율을 향상시킬 목적으로 최근 들어 연구가 진행되어지고 있는 새로운 변조방식중의 하나이다. 이 방식은 주어진 대역폭을 효율적으로 사용하기 위한 시도로서 위상에서 쌍방향 직교(pairwise quadrature)인 2개의 데이터 성형 펄스와 2개의 반송

인자를 사용하여, 다차원 신호공간을 이루는 Q<sup>2</sup>PSK (Quadrature-Quadrature phase-shift keying)와 Multi-Level 변환기를 이용하여 대역폭 효율을 증가시키는 QAM 방식의 조합으로 구성된다[1, 3]. 따라서 Q<sup>2</sup>AM 신호는 다음과 같이 표현된다[1].

$$S_{Q^2AM}(t) = \{ a_1(t)S_1(t) + a_2(t)S_2(t) + a_3(t)S_3(t) + a_4(t)S_4(t) \} \quad (1)$$

본 논문은 16-QAM과 Q<sup>2</sup>PSK를 조합시킨 시스템이므로 레벨변환기의 출력인  $a_i(t)$ 의 값은  $\pm 1\beta, \pm 3\beta$  이고,  $\beta$ 는 파라메타이다. 각 쌍방향 직교성분  $S_i(t)$ 는 시간  $|t| \leq T$ 에서 다음과 같다.

$$S_1(t) = \cos(\pi t/2T) \cos 2\pi f_c t, \quad (2-a)$$

$$S_2(t) = \sin(\pi t/2T) \cos 2\pi f_c t, \quad (2-b)$$

$$S_3(t) = \cos(\pi t/2T) \sin 2\pi f_c t, \quad (2-c)$$

$$S_4(t) = \sin(\pi t/2T) \sin 2\pi f_c t, \quad (2-d)$$

여기서, 반여현파 및 정현파는 위상이 서로 직각인 데이터 성형 펄스이며, 주파수  $f_c$ 는 정현파 및 여현파 함수의 반송주파수이다. 송신부 구조는 그림 1과 같다.

직렬로 입력되는 비트율  $R_b$ 이  $4/T$ 인 데이터를 직렬 변환기로 병렬화하여 각 2비트씩을 레벨변환기에 인가하면, 레벨 변환기에서는 입력된 각 2비트를 표 1의 대응규칙과 비교하여 4가지의 레벨중 해당레

벨에 대응시켜  $a_i(t)$ 값을 출력한다. 이때 이 출력 값의 지속 시간은  $2T$ 가 된다.

표 1. Q<sup>2</sup>AM의 대응 규칙

$m_i$ (홀수번째 입력 데이터)	$m_j$ (짝수번째 입력 데이터)	$a_i(t)$
0	0	$+3\beta$
0	1	$+1\beta$
1	0	$-1\beta$
1	1	$-3\beta$

이 출력  $a_i(t)$ 는 정의된 모든 시간  $t$ 에 대하여 연속적인 신호 발생기  $S_i(t)$ 와 곱하여진 후, 변조된 각 채널 신호들은  $S_{Q^2AM}(t)$  형태로 합하여 채널 상에 송출된다. 이 변조방식은 대역폭 효율면에서 볼 때 QPSK, MSK보다는 4배, Q<sup>2</sup>PSK 보다는 2배의 대역폭 효율을 가진다. 만일 보다 큰 대역폭 효율을 얻으려면 레벨변환기의 레벨수, 즉 레벨변환기에 인가되는 비트수를 증가시킬수록 더 큰 대역폭 효율을 얻을 수 있다. 변조신호  $S_i(t)$ 는 레벨변환기의 출력펄스인  $a_i(t)$ 를 성형화하고, 기저대역 스펙트럼을 현대역으로 변환하는 2가지 효과를 가져온다. 표 1의 대응규칙에 의해 생성된 Q<sup>2</sup>AM 신호의 파형은 그림 2와 같다

Q<sup>2</sup>AM 복조 시스템의 블럭도는 그림 3과 같다. 수신된 신호에 각각의 변조 신호  $S_i(t)$ 를 곱한 후  $2T$  간격으로 적분한다. 이러한 다중적분 조합으로는 ISI(intersymbol interference)가 없는 최적동기 수신기인 상

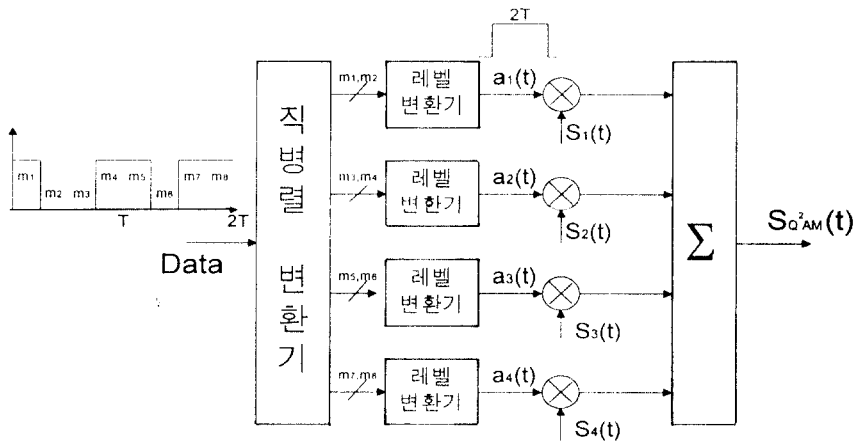


그림 1. Q<sup>2</sup>AM(Quadrature Quadrature Amplitude Modulation) 변조시스템 송신부 구성도

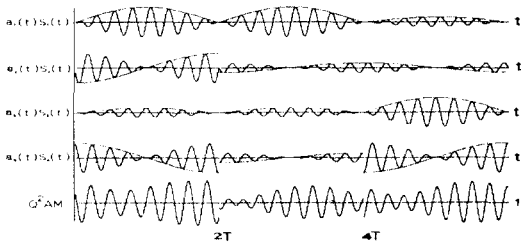


그림 2. a<sub>i</sub>(t)와 결합된 Q<sup>2</sup>AM의 데이터 성형 펄스 및 파형

관 검파기와 정합여파기로 이루어진다. 각 각의 적분기를 통과한 신호는 레벨판정기에서 복조된 4개의 진폭열 a<sub>i</sub>(t) [i=1, 2, 3, 4]로 수신레벨을 판정한 후 이 진폭에 해당되는 이진 데이터를 복조기에서 출력한다.

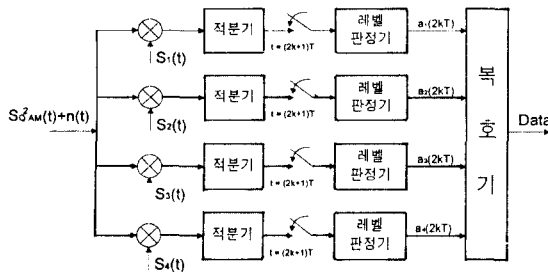


그림 3. Q<sup>2</sup>AM 복조 시스템

## 2. 에너지 효율

본 장에서의 논의는 대역제한을 하지 않은 이상적인 신호 공간 구성에 관한 것이다. Q<sup>2</sup>AM에서 사용된 신호들은 4 차원으로 구성된다. 각각의 신호는 4개의 좌표축중 하나이며, 서로간에는 각각 직교성을 유지하고, 다음과 같이 4개의 심벌을 갖는 신호이다.

$$S(t) = [a_1(t), a_2(t), a_3(t), a_4(t)] \quad (3)$$

여기서 a<sub>i</sub>(t)는 ±1β 또는 ±3β이며 각각의 발생 확률은 1/4이다. Q<sup>2</sup>AM에서 각 부호들은 4차원 초월입방체(hypercube)의 꼭지점(vertex)으로 구성되고, 이 초월 입방체의 중심은 원점이다. 복조시 최적수신기를 사용한 경우 AWGN(additive white Gaussian noise:

부가 백색 가우시안 잡음) 환경 하에서, 임의의 N 차원 신호에 대한 신호오율은 다음과 같다[6].

$$Ps(E) = 1 - (1 - P)^N \quad (4)$$

여기서, P는 신호 공간상의 한 축에서 1 비트가 잘못 판정될 오율이다.

Q<sup>2</sup>AM에 대한 오율분석은 반송파 sin ω<sub>o</sub>t 상에서 a<sub>1</sub>(t) sin(πt/2T)와 a<sub>2</sub>(t)cos(πt/2T)에 의한 2차원 신호공간과 직교 반송파 cos ω<sub>o</sub>t 상에서 a<sub>3</sub>(t)sin(πt/2T)와 a<sub>4</sub>(t)cos(πt/2T)에 의한 2차원 신호공간을 각각에 대해 해석하였다. 직교반송자인 두 반송파에서 발생하는 오류는 서로 독립적이므로, 식 (4)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Ps(E) = 1 - (1 - Psc)(1 - Pcc) \quad (5)$$

여기서 Psc는 반송파 sin ω<sub>o</sub>t 상에서의 오류이고, Pcc는 반송파 cos ω<sub>o</sub>t 상에서의 오류이며, 16-QAM과 동일한 신호공간을 가지므로 발생오류도 다음과 같다 [1, 2]. 즉

$$Pcc = Psc = 1 - \left[ \frac{4}{16} P(C|I) + \frac{8}{16} P(C|II) + \frac{4}{16} P(C|III) \right] \quad (6)$$

식 (6)에서의 P(C|I), P(C|II), P(C|III)는 그림 4에 보이고 있는 Type I, Type II, Type III의 영역에서 신호들이 올바르게 판정될 확률이며, 다음과 같다.

$$P(C|I) = \left[ \int_{-\beta}^{\beta} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{u^2}{2\sigma^2}\right) du \right]^2 = \left[ \text{erf}\left(-\frac{\beta}{\sqrt{N_o}}\right) \right]^2 \quad (7-a)$$

$$P(C|III) = \left[ \int_{-\beta}^{\beta} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{u^2}{2\sigma^2}\right) du \right] \left[ \int_{-\beta}^{\beta} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{u^2}{2\sigma^2}\right) du \right] = \frac{1}{2} * \text{erf}\left(\frac{\beta}{\sqrt{N_o}}\right) * \left[ 1 + \text{erf}\left(-\frac{\beta}{\sqrt{N_o}}\right) \right] \quad (7-b)$$

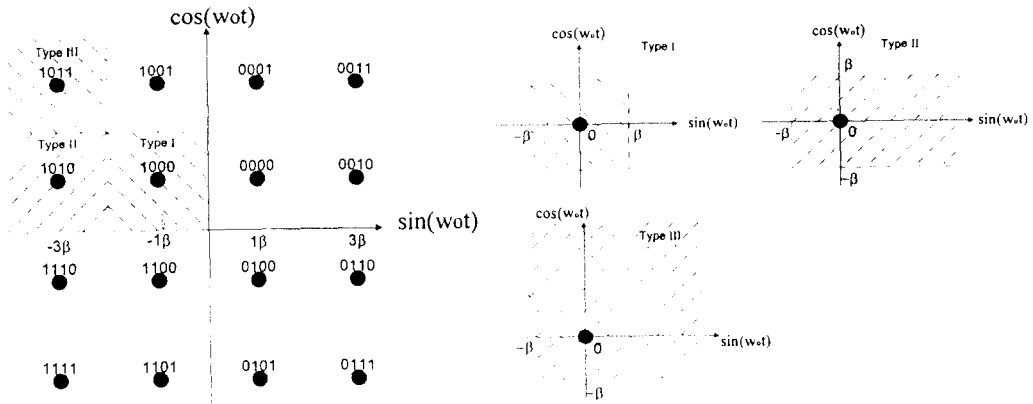


그림 4. 기저대역상에서의 Q<sup>2</sup>AM 신호 공간도 및 Type I~III

$$P(C|III) = \left[ \int_{-\beta}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{u^2}{2\sigma^2}\right) du \right]^2$$

$$= \left[ \frac{1}{2} \left( 1 + \operatorname{erf}\left(\frac{\beta}{\sqrt{N_o}}\right) \right) \right]^2 \quad (7-c)$$

여기서  $\beta$ 는 파라메타로서 평균 신호에너지( $E_s$ )와는  $\sqrt{E_s/10}$ 의 관계를 가진다[6].

### 3. 전력스펙트럼 밀도

식 (1), (2)로부터 Q<sup>2</sup>AM 신호는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$S_{Q^2AM}(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \left[ \left\{ a_1(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) + a_2(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \right\} \right.$$

$$\left. \cos w_0 t + \left\{ a_3(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) + a_4(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \right\} \right.$$

$$\left. \sin w_0 t \right] \quad (8)$$

여기서  $1/\sqrt{T}$ 은 데이터 성형펄스인  $\sin(\pi t/2T)$ 와  $\cos(\pi t/2T)$ 를 시간  $-T \leq t \leq T$ 에 대하여 단위 에너지 펄스로 만들기 위한 정규인자이다.  $P_1(f)$ ,  $P_2(f)$ 가 시간 제한되고 정규화된 펄스  $\sin(\pi t/2T)$ ,  $\cos(\pi t/2T)$ 의 푸리에 변환이라고 가정하면, [3, 5, 6]의 결과로부터 Q<sup>2</sup>AM 기저 대역의 전력 스펙트럼 밀도는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$S_{Q^2AM}(f) = \frac{An^2 [|P_1(f)|^2 + Bn^2 [|P_2(f)|^2]}{T_s} \quad (9)$$

여기서  $An^2$ ,  $Bn^2$ 은 평균값이 "0"인 랜덤 제열(레벨 변환기 출력제열)의 자승 평균값이고,  $P_1(f)$ ,  $P_2(f)$ 는  $\sqrt{T}$ 로 정규화된  $\sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right)$  및  $\cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right)$ 의 푸리에 변환이므로 다음과 같다.

$$P_1(f) = 4 \frac{\sqrt{T}}{\pi} \left[ \frac{\cos 2\pi f T}{1 - 16f^2 T^2} \right] \quad (10-a)$$

$$P_2(f) = 4 \frac{-j16\sqrt{T}}{\pi} \left[ \frac{fT \cos 2\pi f T}{1 - 16f^2 T^2} \right] \quad (10-b)$$

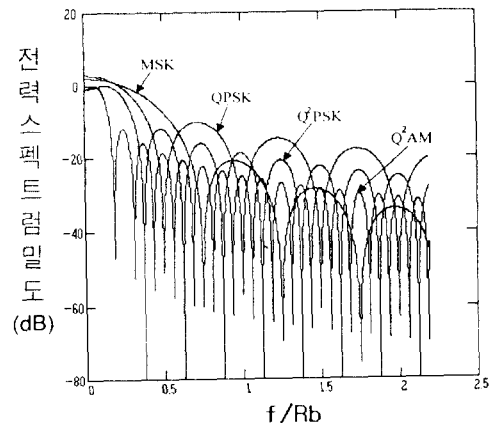


그림 5. 변조 신호의 전력 스펙트럼 밀도

그림 5는 전력스펙트럼 밀도를 비교한 그림이다. 인접채널간의 간섭은 부엽(Side-Lobe)의 크기에 비례하며, 그림에서 보면 MSK보다는 부엽이 크지만 타 방식들보다는 부엽의 크기가 작음을 알 수 있다.

### III. 정진폭 Q<sup>2</sup>AM

Q<sup>2</sup>AM 방식은 대역폭 효율이 우수한 반면, 그림 2에서 보았듯이 정진폭을 유지할 수 없으므로 비선형 통신계에는 적합치 않다. 위성중계기에서 사용되는 TWTA(Traveling wave tube amplifier)를 예로들면, 이 장치는 증폭효율이 우수한 C급장치이며, 비선형 특성을 가진다. 이 증폭기의 비선형특성은 입력신호의 진폭이 일정하지 않을 경우, 이 진폭변화로 따라 신호의 위상성분이 변형되는 결과를 초래하기 때문에, 시스템의 성능을 크게 열화시키는 요인이 된다[4, 5]. 따라서 이와 같은 비 선형통신계에서의 정진폭 특성은 매우 중요한 요구조건이 된다. 본 장에서는 대역폭 효율이 큰 Q<sup>2</sup>AM 변조신호가 정진폭특성을 가지도록 하기 위해, 식 (8)로부터 정진폭 조건을 구하고, 그 조건에 의해 부호기를 설계하였다. 이 부호기는 그림 1의 레벨변환기 전단에서 부호화를 행하여 변조신호가 정진폭 특성을 만족시킨다.

#### 1. Constant Envelope 특성을 얻기 위한 조건

식(1)로부터 Q<sup>2</sup>AM 신호는

$$S_{Q^2AM}(t) = \left[ a_1(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) + a_2(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \right] \cos \omega_0 t + \left[ a_3(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) + a_4(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \right] \sin \omega_0 t \quad (11)$$

여기서 a<sub>i</sub>(t)는 각 레벨 변환기의 출력으로 ±1, ±3이고, 진폭 A(t)와 θ(t)는 다음과 같다.

$$A(t) = \sqrt{\left[ a_1(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) + a_2(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \right]^2 + \left[ a_3(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) + a_4(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \right]^2} \quad (12)$$

이 식을 다시 쓰면

$$A(t) = \sqrt{\left[ \sqrt{a_1^2(t) + a_2^2(t)} \sin\left(\frac{\pi t}{2T} + \theta_1\right) \right]^2 + \left[ \sqrt{a_3^2(t) + a_4^2(t)} \cos\left(\frac{\pi t}{2T} - \theta_2\right) \right]^2} = \sqrt{[a_1^2(t) + a_2^2(t)] \sin^2\left(\frac{\pi t}{2T} + \theta_1\right) + [a_3^2(t) + a_4^2(t)] \cos^2\left(\frac{\pi t}{2T} - \theta_2\right)} \quad (13)$$

여기서

$$\theta_1 = \tan^{-1} \left[ \frac{a_2(t)}{a_1(t)} \right], \quad \theta_2 = \tan^{-1} \left[ \frac{a_3(t)}{a_4(t)} \right] \quad (14)$$

만일 출력성분들을 a<sub>1</sub><sup>2</sup>(t) + a<sub>2</sub><sup>2</sup>(t) = E<sub>1</sub>(t), a<sub>3</sub><sup>2</sup>(t) + a<sub>4</sub><sup>2</sup>(t) = E<sub>2</sub>(t)이라 하고, E<sub>1</sub>(t) = E<sub>2</sub>(t) = E(t)라고 가정하면, 원 식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.  $\frac{\pi t}{2T}$  를 x라 놓으면

$$A(t) = \sqrt{E(t) [\sin^2(x + \theta_1) + \cos^2(x - \theta_2)]} \quad (15)$$

여기서 θ<sub>1</sub> = -θ<sub>2</sub>라 하면, Q<sup>2</sup>AM 신호의 진폭에서 동요성분이 일정값을 유지하므로 정진폭 특성을 만족시킬 수 있다. 따라서 위에서 분석한 정진폭 조건을 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \blacktriangleright & |a_1(t)| = |a_4(t)|, |a_2(t)| = |a_3(t)| \\ \blacktriangleright & \frac{a_2(t)}{a_1(t)} = -\frac{a_3(t)}{a_4(t)} \end{aligned} \quad (16)$$

#### 2. Constant Envelope Q<sup>2</sup>AM 변조 및 복조

표 2는 식 (16)에서 얻어진 정진폭 조건에 따라 설계된 각 레벨변환기의 대응규칙이다. 이 표에서 mi는 데이터이고, pi는 parity비트(용장비트)이다. 표 3은 정진폭 조건을 만족하는 대응규칙인 표 2에 의해 생성된 부호어들과 이 부호어들에 의해 레벨변환기에서 출력되는 값을 나타내고 있다. 이 부호어들은 최소 해밍 거리가 d<sub>min</sub> = 4인 Biorthogonal 부호집합이

표 2. 정진폭 레벨 변환기의 대응규칙(I)

레벨변환기 1			레벨변환기 2			레벨변환기 3			레벨변환기 4		
$m_1$	$m_2$	출력	$p_1$	$m_3$	출력	$m_4$	$p_2$	출력	$p_1$	$p_4$	출력
0	0	+3	0	0	+1	0	0	+1	0	0	-3
0	1	+1	0	1	+3	0	1	-3	0	1	+1
1	0	-1	1	0	-3	1	0	+3	1	0	-3
1	1	-3	1	1	-1	1	1	-1	1	1	+3

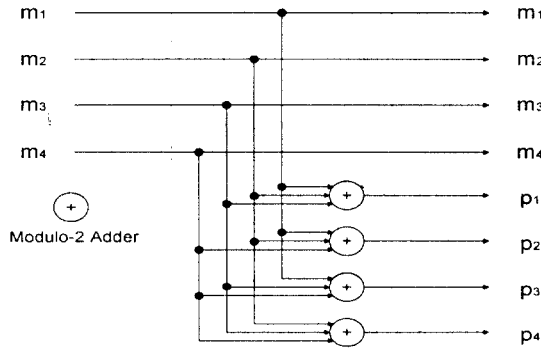


그림 6. 정진폭 부호기

며, 16개의 부호어들로 구성된다.

이 정진폭 신호를 얻기위한 부호화는 용장비트가 부가되어지므로 데이터 전송율이  $4/T$ 에서  $2/T$ 로 희생이 따르게 되나, 이 용장비트들을 통해 신호의 정진폭 특성을 얻음과 동시에 최소해밍거리를 증가시

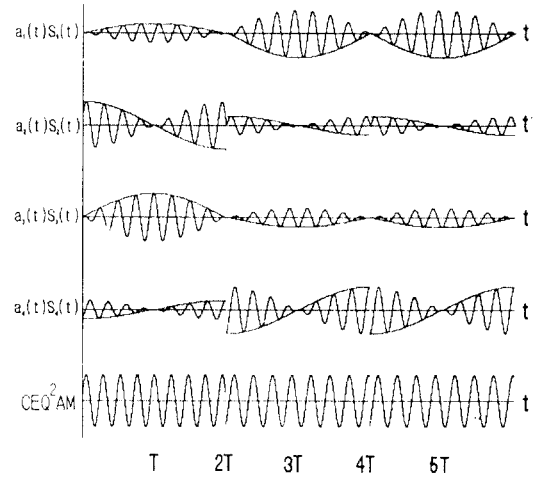


그림 7.  $a_i(t)$ 와 결합된 정진폭(Constant Envelope: CE)  $Q^2AM$ 의 데이터 성형 펄스 및 파형

표 3. 출력부호계열

부 호 어				변환기 1 출력 $a_1(t)$	변환기 2 출력 $a_2(t)$	변환기 3 출력 $a_3(t)$	변환기 4 출력 $a_4(t)$
변환기 1 입력비트 $m_1$ $m_2$	변환기 2 입력비트 $m_3$ $p_1$	변환기 3 입력비트 $m_4$ $p_2$	변환기 4 입력비트 $p_3$ $p_4$				
0 0	0 0	0 0	0 0				
0 1	0 1	0 1	0 1	+1	+3	-3	+1
0 0	1 1	0 0	1 1	+3	-1	+1	+3
0 1	1 0	0 1	1 0	+1	-3	-3	-1
0 0	0 0	1 1	1 1	+3	+1	-1	+3
0 1	0 1	1 0	1 0	+1	+3	+3	-1
0 0	1 1	1 1	0 0	+3	-1	-1	-3
0 1	1 0	1 0	0 1	+1	-3	+3	+1
1 1	1 1	1 1	1 1	-3	-1	-1	+3
1 0	1 0	1 0	1 0	-1	-3	+3	-1
1 1	0 0	1 1	0 0	-3	+1	-1	-3
1 0	0 1	1 0	0 1	-1	+3	+3	+1
1 1	1 1	0 0	0 0	-3	-1	+1	-3
1 0	1 0	0 1	0 1	-1	-3	-3	+1
1 1	0 0	0 0	1 1	-3	+1	+1	+3
1 0	0 1	0 1	1 0	-1	+3	-3	-1

켜 부호화이득을 얻었다. 또한 부호화 이득과 함께 전송중에 발생된 에러중 1 비트를 정정할 수 있으므로 신호 대 잡음비의 성능을 향상시켜준다[9, 10, 11].

정진폭 Q<sup>2</sup>AM 부호기의 구성은 그림 6과 같다. 직렬로 입력되는 데이터를 4 비트 단위로 블록화하여 직병렬 변환기를 통해 병렬화한 후, 정진폭 부호기에 입력시켜 8비트의 부호어로 부호화한다. 이 8비트의 부호어는 각 각 두비트씩 레벨변환기로 입력된다. 각 레벨변환기는 표 2의 대응규칙에 의해 ai(t)를 출력시킨다. 여기서 mi는 데이터이고, pi는 용장비트이다.

그림 7은 정진폭 특성을 위한 부호화에 의해 만들어진 정진폭 Q<sup>2</sup>AM의 각 채널신호를 보이고 있다.

#### IV. 에너지 효율 해석 및 고찰

이 장에서는 대역폭 제한의 효과는 고려하지 않은 이상적인 신호 공간상에서, 16-QAM과 Q<sup>2</sup>PSK가 결합된 정진폭 Q<sup>2</sup>AM시스템에 대해 논의한다. 이 시스템에서 사용된 신호들은 N=4 차원으로 구성되고, 각각의 신호는 4개의 좌표축중 하나이며, 다음과 같이 4개의 심벌을 갖는 신호이다.

$$S(t) = \{a_1(t), a_2(t), a_3(t), a_4(t)\} \quad (17)$$

여기서 ai(t)는 ±1 또는 ±3이며 각각의 발생 확률은 1/4이다. 또한 앞절에서 보았듯이 정진폭 부호화에 의해 발생할 수 있는 부호의 가짓수는 16이다.

정진폭 Q<sup>2</sup>AM의 에너지 효율특성에 대한 해석은 정현 반송파(2 차원) 및 여현 반송파(2 차원)에 인가된 신호들의 공간상의 구성을 가지고 각각 분석하였으며, 이는 해석상의 편의를 제공한다[2, 7].

그림 8은 표 2의 대응규칙에 의한 정현파에서의 신호 공간도이며, 여현파에 인가된 신호의 신호 공간도와 동일하다. 표 4는 신호점간의 최소공간거리를 증가시키기 위한 새로운 대응규칙으로 그림 9의 신호공간을 생성하며, 이 결과 그림 8 보다 신호점간의 최소공간거리를 약 10% 정도 증가되었다.

그림 9는 8-PSK와 동일한 신호공간을 구성한다. 정진폭 부호화를 고려하지 않은 상태에서, 큰 신호 대 잡음비(SNR)에 대한 신호의 오류식은 다음과 같이 근사적으로 나타낼 수 있다[6, 9, 10].

표 4. 정진폭-Q<sup>2</sup>AM의 레벨 변환기 대응규칙(II)

레벨변환기 1		레벨변환기 2		레벨변환기 3		레벨변환기 4	
m <sub>1</sub> m <sub>2</sub>	출력	p <sub>1</sub> m <sub>3</sub>	출력	m <sub>4</sub> p <sub>2</sub>	출력	p <sub>1</sub> p <sub>4</sub>	출력
0 0	+2.92	0 0	+1.21	0 0	+1.21	0 0	-2.92
0 1	+1.21	0 1	+2.92	0 1	-2.92	0 1	+1.21
1 0	-1.21	1 0	-2.92	1 0	+2.92	1 0	-1.21
1 1	-2.92	1 1	-1.21	1 1	-1.21	1 1	+2.92

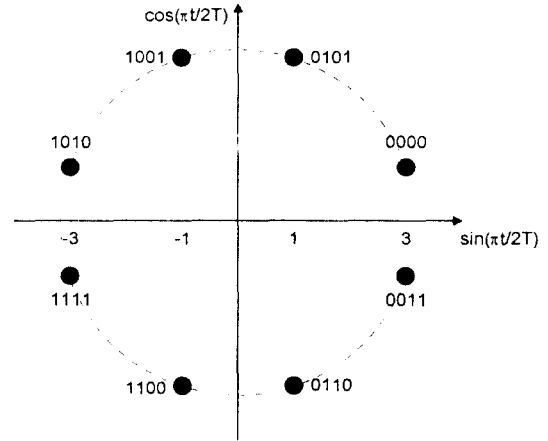


그림 8. 표 2의 대응규칙에 의한 신호 공간도

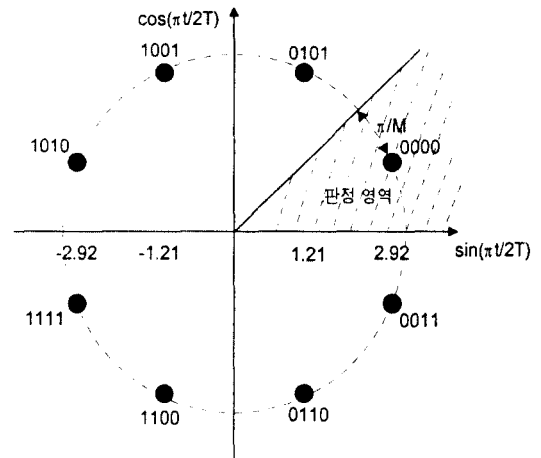


그림 9. 표 4의 대응규칙에 의한 신호 공간도



$$\begin{aligned}
 P_{SC}^* &\approx 1 - \int_{-\pi/M}^{\pi/M} \sqrt{\frac{\gamma}{\pi}} \cos\theta e^{-\gamma \sin^2\theta} d\theta \\
 &\approx 1 - \left( 1 - \int_{\sqrt{\gamma} \sin \pi/M}^{\infty} \sqrt{\frac{\gamma}{\pi}} \cos\theta e^{-u^2} du \right) \\
 &\approx \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\gamma} \sin \frac{\pi}{M} \right) = 2Q \left( \sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M} \right)
 \end{aligned}
 \tag{18}$$

여기서  $\gamma$ 는 SNR이고,  $M$ 은 신호점의 수이며,  $E_s$ 는 평균 심벌에너지이다. 정진폭 Q<sup>2</sup>AM의 복조시 최적 수신기를 사용한 경우 AWGN(additive white Gaussian noise: 부가적 백색 가우시안 잡음)하에서 신호율은 다음과 같다.

$$P_s(E) = 1 - (1 - P_{sc})(1 - P_{cc}) \tag{19}$$

여기서,  $(1 - P_{sc})$ 는 반송파  $\sin \omega_c t$ 상에서 오류이고,  $(1 - P_{cc})$ 는 반송파  $\cos \omega_c t$ 상에서의 오류이며 동일한 값을 가진다. 정진폭 부호화에 의해 증가된 최소해밍 거리등을 고려하면 유클리디안 최소거리는  $2\sqrt{E_s} \sin(\pi/M)$ 가 되므로 식 (18)보다 1.41배의 증가가 이루어진다.

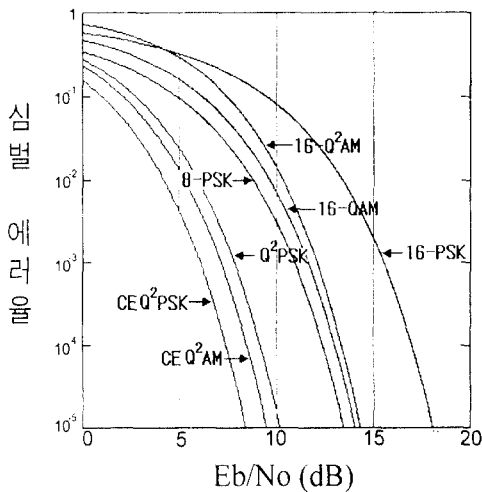


그림 10. 8-PSK, 16-QAM, 16-PSK, Q<sup>2</sup>PSK, 16-Q<sup>2</sup>AM, CEQ<sup>2</sup>AM의 심벌 에러율 비교

그림 10은 대역제한이 없는 경우, AWGN환경하에서 타 변조방식들과의 성능분석 결과이다.

이 결과를 보면, 정진폭 Q<sup>2</sup>AM은 D. Saha에 의해 제안된 정진폭 Q<sup>2</sup>PSK[7, 8]보다 BER = 10<sup>-5</sup>에서 약 1.1 dB만큼의 E<sub>b</sub>/N<sub>0</sub>가 더 요구되지만, 대역폭 효율에서는 1.33배의 증가가 있었다. 또한 16-QAM과 비교하면, 동일한 대역폭 효율을 가지면서, 정진폭 특성만족함과 동시에 BER = 10<sup>-5</sup>에서 약 4.4dB의 성능 향상이 있음을 알 수 있었다. 그리고 Q<sup>2</sup>AM과 비교하였을 때 대역폭 효율이 1/2로 감소한 반면, 정진폭 특성을 만족시키고 시스템 성능면에서도 4.7 dB의 개선을 얻었다. 물론 부호기 및 복호기가 추가되어 복잡도는 다소 증가되나, 시스템 성능을 향상시키기 위해 가장 일반적으로 사용되어지는 길쌈부호기/복호기(Convolutional Coder/Decoder)에 비하면, 그 구조가 간단하고, 또한 성능개선 측면에서도 뒤지지 않는다. 이상의 결과로부터 본 논문에서 제안한 시스템은 타 변조방식들에 비해 진폭특성 및 에너지 효율면에서 우수하므로, 선형 및 비선형 채널에 적용할 새로운 변복조 시스템으로서 충분한 가치가 있다고 하겠다.

표 5. 각 변조방식별 성능특성 및 대역폭효율 비교 (CE: 정진폭)

구분	10 <sup>-5</sup> 에서 E <sub>b</sub> /N <sub>0</sub>	대역폭 효율 (bps/Hz)	정진폭 특성
CEQ <sup>2</sup> AM	9.6dB	4	○
16-Q <sup>2</sup> AM	14.3dB	8	×
Q <sup>2</sup> PSK	10.3dB	4	×
16-QAM	14.0dB	4	×
16-PSK	18.0dB	4	○
CEQ <sup>2</sup> PSK	8.5dB	3	○
8-PSK	13.5dB	3	○

### V. 결 론

오늘날 무선 이동통신 분야는 서비스의 다양화가 요구되면서 고속의 데이터 서비스에 대한 수요가 급증하고 있다. 그러나 현재 한정된 주파수 자원과 시스템에 적용되고 있는 QPSK, MSK 계열등은 이러한 욕구를 만족시키기 어렵다. 따라서 주파수 자원의 효율적 이용을 위해서는 에너지효율 및 대역폭효율이

우수한 변조방식에 대한 개발이 필수적이다. 이러한 관점에서 QAM, Q<sup>2</sup>PSK, Q<sup>2</sup>AM 등은 이 조건을 만족시킬 수 있는 변조방식이라 하겠다. 또한 비선형 특성을 가진 위성통신망이나 또는 이동통신망에서는 대역폭효율 및 에너지효율 이외에 신호의 정진폭특성을 중요한 요소로 고려해야 한다.

본 논문에서는 대역폭 효율이 우수한 Q<sup>2</sup>AM 변조기 전단에 선형블럭 부호화를 행하여, 기존의 변조방식들에 비해 높은 대역폭 효율 및 정진폭 특성을 만족하는 시스템을 제안하였다. 이 정진폭 특성은 1/2 Rate의 채널부호화를 행함으로써 얻어진 것이며, 그 결과 Q<sup>2</sup>AM이 가지는 대역폭 효율은 1/2로 감소하였다. 그러나 부호화에 의해 최소 해밍거리가 4만큼 증가된 Biorthogonal 부호가 생성되었고, 이로 인해 시스템 성능이 개선되었다. 또한 이 부호기는 그림 6과 같은 간단한 구조를 가지므로, 시스템 복잡도의 증가는 크지 않으면서 진폭특성의 개선 및 부호화 이득을 얻기 때문에 시스템 구현 측면에서도 효율적이다. 표 5에서와 같이 제안 시스템은 진폭특성 이외에도 대역폭 효율 및 에너지 효율 면에서도 기존의 변조방식들보다 우수함을 알 수 있었다. 따라서 이 시스템은 선형채널뿐만 아니라 위성통신망과 같은 비선형 채널에서도 일반화 될 수 있으므로, 음성 및 고속 데이터 전송과 같은 서비스를 제공하고자 하는 LEO(저궤도 위성통신)를 비롯한 위성통신 분야, PCS 및 향후 구축될 FPLMTS 등의 분야에서 적용이 가능한 변조방식일 것이다.

### 참 고 문 헌

1. W. T. Webb, L. Hanzo, "Modern Quadrature Amplitude Modulation", IEEE PRESS 1994.
2. W. T. Webb, L. Hanzo. and R.Steele, "Bandwidth Efficient Quadrature Amplitude Modulation Schemes for Rayleigh Fading Channels", IEE Conf. Radio Receivers pp. 139-142, Cambridge July 1990.
3. D. Saha, "Quadrature-quadrature phase-shift keying", IEEE Trans. Commun., vol. 37, No. 5, May 1989.
4. Dirk Muilwijk, "Correlative phase shift keying - a class of constant envelope modulation techniques,"

IEEE Transaction on Communications, Vol. COM-29, No. 3, March 1981.

5. Subbarayan Pasupathy, "Minimum shift keying: a spectrally efficiency modulation", IEEE Comm. Magazine, pp. 14-22, July 1979.
6. R. E. Ziemer and R. L. Peterson, "Digital comm. and spread spectrum systems", Macmillan Publishing Company 1985.
7. D. Saha and T.G. Birdsall, "Quadrature-quadrature phase-shift keying: A constant envelope modulation scheme", presented at Conf. Inform. sci. Syst., Princeton, NJ. Mar. 1986.
8. 박인재, 김형우, 심수보, "정진폭 변조를 이용한 Q<sup>2</sup>PSK에 관한 연구", 추계 통신 학회 논문, 1990.
9. John G. Proakis, Masoun Salehi, "Communication Systems Engineering", Prentice Hall Inc., 1994.
10. Bernard Sklar, "Digital Communications Fundamentals and Applications", Prentice Hall Inc., 1994.
11. Man Young Rhee, "Error-Correcting Coding Theory", McGraw-Hill Publishing Company, 1989.



朴 仁 在(In Jae Park) 정희원

1964년 2월 22일생

1989년 2월 : 숭실대학교 공과대학 전자공학과(공학사)

1991년 2월 : 숭실대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1994년 2월 : 숭실대학교 대학원 전자공학과 박사과정 수료

1993년 12월~현재 : 대우통신(주) 개인통신연구실 주임 연구원

※관심분야: 디지털 통신, 이동통신, 위성통신

심 수 보(Soo Bo Sim)

정회원

1931년 5월 30일생

1958년 9월: 서울대학교 공과대 졸업(학사)

1965년 5월: 영국 마르코니 대학교 무선공학 연구과정

1974년 2월: 건국대학교 대학원(석사)

1980년 8월: 전북대학교 대학원(공학박사)

1970년~1976년: 한국 항공대학교 조교수

1976년~1978년: 한양대학교 공과대 교수

1978년~1982년: 중앙대학교 공과대학 전자공학과 교수

1982년~1993년: 숭실대학교 공과대학 전자공학과 교수

1993년 3월~현재: 숭실대학교 공과대학 정보통신과  
교수

1992년~1994년: 숭실대학교 공과대 학장

1987년~1988년: 본학회 회장

※관심분야: 디지털 통신, 이동통신, 위성통신