

# 새로운 신호점 배치방법 및 이의 성능 분석

## A New Constellation Method and Its Performance Analysis

김 옹 환\*, 장 태 정\*\*

(Yong Hwan Kim and Tac-Jeong Jang)

**Abstract:** Using  $M$ -ary QAM and PSK, various modulation methods are researched so far. In this paper, a new constellation method of  $4L^2$ -PSK that normalized circular multi-layer method is proposed with the advantage of those modulation methods. These replacements of signal points complement weak points of an nonlinear radius increment as a layer increases in  $M$ -ary QAM and a low efficiency in PSK compared with QAM. But,  $4L^2$ -PSK have some problems that in the power efficiency and difference of BER in each layer, So in this paper suggest that advanced  $4L^2$ -PSK also.

**Keywords:** QAM, PSK,  $4L^2$ -PSK, constellation method, bit error rate(BER)

### 1. 서론

제한된 주파수의 이용효율을 높이기 위하여 대역폭 효율 (Bandwidth Efficiency)이 우수한 디지털 변조기법에 대한 요구가 급속히 증가되어 왔다. PSK(Phase Shift Keying) 및 QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 등이 대역폭 효율이 우수한 변조방식의 예라고 할 수 있다. 그러나 이 두 가지 전송방식은 전송효율 면에서는 좋은 변조의 방법이지만, 몇 가지 단점들을 가지고 있다. PSK는 심볼율을 증가하여 전송 효율을 높일 경우 주파수 효율면에서는 우수하나 각 위상상태 간의 거리가 짧게되어 잡음의 영향을 받기 쉽다는 문제점을 안고 있으며,  $M$ -ary QAM의 경우 동일한 방법으로 심볼율을 증가하여 전송효율을 높일 경우 역시 주파수 효율면에서는 PSK에 비하여도 우수하나 다양한 진폭을 요구하게 되므로 송/수신단의 변복조기를 설계하는데 있어서 많은 비용이 소모된다는 문제점을 갖고 있다. 이러한 문제점들에 대한 개선을 하고자 연구는 많이 이루어져 왔다. 그 중 류상진 등[2]은 본 논문에서 보여주고자 하는  $4L^2$ -PSK와 가장 유사한 모델인 star QAM이나 4+12 QAM을 사각형 구조의 QAM과 비교하여 변형된 QAM의 신호점 배치에 따른 이동통신 채널이나 위성채널에서의 성능의 우수성에 대하여 증명하였다. 그러나 이는 전송률을 높여 다층으로 확장했을 경우에 대해서는 고려하지 않았고, 단지 2층 구조에 대해서만 논하였다. 김태환 등[3]은 QAM의 단점을 분석하기 위하여 BER(Bit Error Rate)의 상한 경계값을 유도하여 QAM이 다층구조를 가질 경우에 대하여 성능 평가를 내렸으며, 본 논문의 연구에 있어서 좋은 자료가 되었다.

본 연구에서는 이러한 고차 QAM의 단점들을 보완

\* (주)텔레칩스 (woojikvh@telechips.com)

\*\* 강원대학교 대학원 전자통신공학과 휴먼인터페이스연구실  
(jangti@kangwon.ac.kr)

하기 위하여 위의 두 가지 전송방법을 절충한 새로운 전송방법을 제시하고자 한다.  $M$ -ary QAM의 사각형 다층구조의 신호점 배열을 PSK의 원형의 다층구조로 재배치하여 변복조기의 설계에 있어서 비용 절감의 효과를 얻을 수 있는  $4L^2$ -PSK를 제안한다.  $4L^2$ -PSK는 예를 들어 16-ary QAM의 경우 3가지 진폭을 2가지의 경우로 줄일 수 있으며, 64-ary QAM의 경우 9가지의 진폭을 4가지 경우의 진폭으로 줄여, 변복조장치 설계에 있어서 많은 비용절감을 가져올 수 있다. 또한 QAM의 사각형이 원형으로 확장되면서 신호점들간의 유클리디언 거리가 멀어지게 된다. 이는 결정영역의 확대를 말하며, 결국 메시지의 전송에서 에러가 줄어들 수있음을 의미한다. 하지만 신호점들 간의 유클리디언 거리의 확대는 반대로 전체적인 전력 사용량의 요구를 증가시킬 수도 있다. 결국 전력사용량의 요구를 증가시킬 수도 있다. 결국 전력사용에 한계가 있을 경우  $4L^2$ -PSK는 QAM에 비해 메시지 전송에 있어서 불리하다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장과 3장에서는  $4L^2$ -PSK의 시스템 채널 모델 및 BER에 대하여 살펴보고, 4장에서  $M$ -ary QAM에 비교하여  $4L^2$ -PSK의 성능을 분석한다. 마지막으로 5장에서 결론을 내리도록 하겠다.

### II. System and Channel Model

본 논문에서 제안한  $4L^2$ -PSK는 그림 1(b)에서 보듯이  $M$ -ary QAM의 사각형의 신호점 배치를 원형으로 펼친 것이다.  $M$ -ary QAM의 각층의 꼭지점 부분에 위치한 점으로부터 원점까지의 거리를  $4L^2$ -PSK에서는 각 층의 반지름의 길이가 된다. 이제 각 층은 PSK와 같은 모양이 되며, 층과 층 사이는 진폭으로 구분되고 한층 내에서 각 신호점들은 위상에 의해 구분이 되어진다.

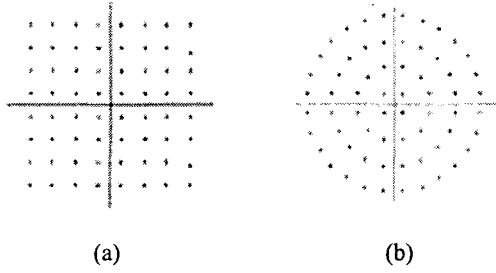


그림 1. 64-ary QAM의 신호점 배치.

우선 두 신호점 배치 방법 사이에 층수의 관계를 살펴보면,  $M$ -ary QAM의 경우

$$L_{sqr} \leq \sum_{i=1}^{\sqrt{M}/2} i \quad (1)$$

와 같이  $L_{sqr}$  개의 선 위에 신호점들이 위치하게 되지만  $4L^2$ -PSK의 경우

$$L_{Rnd} = \sqrt{M}/2 \quad (2)$$

과 같이 단지  $L_{Rnd}$  개의 원주상에 신호점들이 위치한다. 다층 구조의 신호점 배치에서 층수의 증가는 다수의 전력 증폭기 이득을 필요로 하여 신호의 전송 비용을 증가시킨다. 결국 본 논문에서 제안하는 원형구조의 신호점 배치는 층수의 감소로 인한 이점을 얻을 수 있다.

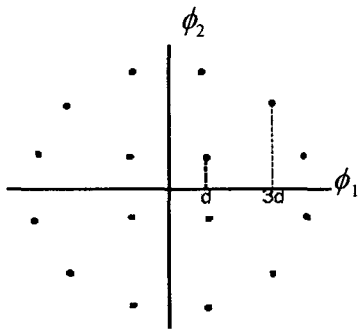


그림 2.  $4L^2$ -PSK의 성상도에서 신호점들의 위치 관계 ( $M=16$ 인 경우).

그림 2에  $M=16$ 인 경우  $4L^2$ -PSK의 성상도에서 신호점들의 상대적 위치관계 예를 보였다.

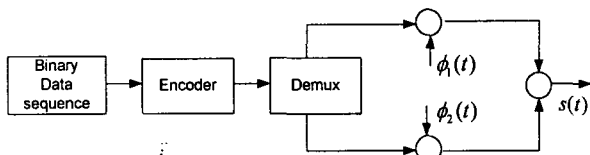


그림 3.  $4L^2$ -PSK의 송신부 블록 다이어그램.

이제 보내고자 하는 메시지  $m_i$ 는 그림 3에서 보듯이 2개의 직교 대역통과 기저함수  $\phi_1, \phi_2$ 로 나타낼 수 있다. 송신부에서 대역통과 기저함수에 의해 표현되어진 신호  $s_{ij}(t)$ 는 채널을 통해 수신단으로 전송된다.

$$s_{ik}(t) = \begin{cases} (2l-1)\sqrt{\frac{2}{T}}d \cos\left(2\pi f_c t + \frac{(2k-1)\pi}{4(2l-1)}\right), & 0 < t \leq T, \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

$$l=1, 2, \dots, \sqrt{M}/2, \quad k=1, 2, \dots, 4(2l-1)$$

여기서  $l$ 은  $l$ 번째 층을 말하며  $k$ 는  $l$ 번째 층에서의  $k$ 번째 신호를 말한다.

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t) \quad (0 \leq t \leq T) \quad (4)$$

$$\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t) \quad (0 \leq t \leq T)$$

$s_{ik}(t)$ 는  $\phi_1(t)$ 와  $\phi_2(t)$ 의 두 개의 직교정규기저함수로 표현할 수 있으며, 이 한 쌍의 직교 반송파에 의해 각각의 신호점에 대한 신호벡터  $s_{ik}$ 가 다음과 같이 정의될 수 있다.

$$s_{ik} = \begin{bmatrix} (2l-1)d \cos(2\pi f_c t) + \frac{(2k-1)\pi}{4(2l-1)} \\ -(2l-1)d \sin(2\pi f_c t) + \frac{(2k-1)\pi}{4(2l-1)} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$l=1, 2, \dots, \sqrt{M}/2, \quad k=1, 2, \dots, 4(2l-1)$$

이렇게 전송된 신호는 전송로상의 잡음에 의해 위상과 진폭에 변화가 생기게 된다.

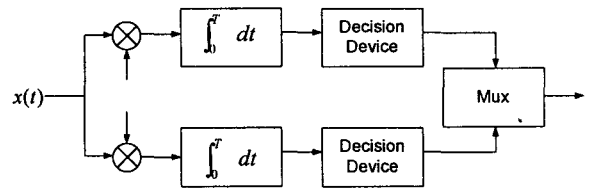


그림 4.  $4L^2$ -PSK의 수신부 블록 다이어그램.

송신된 신호  $s_{ik}(t)$ 에 잡음  $n(t)$ 가 더해진 신호  $x(t)$ 가 수신부에 전송되고,

$$x(t) = s_{ik}(t) + n(t) \quad (6)$$

로 나타낼 수 있다. 이제 정합 여파기를 통과하여 얻게 된 신호점들을 결정기에서 해당 결정 영역을 선택하여  $M$ 개의 메시지 포인트들 중에서  $\hat{m}$ 을 찾아내게 된다.

### III. Error Probability

전송 과정에서 뜻하지 않게 진폭이나 위상에 발생하는 잡음에 의해 신호는 언제나 원하지 않는 결정영역에 위치할 수 있는 가능성이 있다. 디지털 신호 전송에서의 주요 목적은 이와 같은 잡음에 대해 수신측에서 가장 적은 에러확률을 갖게 만드는 것이다. 본 논문에서 제안한  $4L^2-PSK$ 의 성능을 분석하는데 있어서 채널상에 발생하는 잡음을 AWGN(Adaptive White Gaussian noise)으로 가정하였다.

그림 4에서 보듯이 신호는 수신기에 의해 진폭과 위상으로 각각 분리되어 원하는 신호점에 위치해야 할 것이다. 하지만 잡음에 의해 신호점을 중심으로 분산도니 형태로 나타나게 된다.

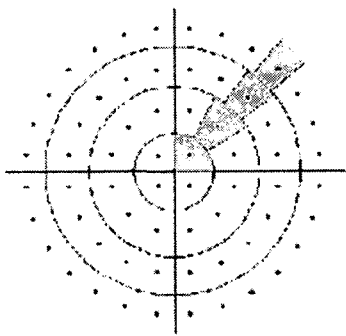


그림 5.  $4L^2-PSK$ 의 결정영역

그림 5는  $4L^2-PSK$ 의 결정 영역을 보여준다. 우선 진폭의 경계선은 각각의 층 사이의 가운데를 지나는 원으로 정하고, 해당 층에서의 결정 영역의 구분은 같은 층 내의 인접한 두 신호점들 사이를 등간격으로 구분하는 직선으로 한다. 이렇게 정의된 영역의 모양은 각 층마다 모두 다르며, 외부의 층으로 나아갈수록 직사각형의 모양에 가까워진다는 것을 알 수 있다. 서로 다른 모양의 결정영역은 각각의 층마다 서로 다른 에러확률을 가질 것이고, 이는  $4L^2-PSK$ 의 성능을 분석하는 데에 하나의 장애요소가 될 것이다.

본 논문에서 제안한  $4L^2-PSK$ 의 성능을 분석하기에 앞서 이의 특성들과 고려해야 할 부분들에 대해서 살펴보고 성능분석에 활용하도록 하겠다. 각 층의 해당 결정영역의 면적은

$$\begin{aligned}
 L_1 &= \frac{8\pi d^2}{4} = 2\pi d^2, \\
 L_2 &= \frac{32\pi d^2}{12} - \frac{8\pi d^2}{12} = 2\pi d^2, \\
 L_l &= \frac{\pi 8l^2 d^2}{8l-4} - \frac{\pi (l-1)^2 d^2}{8l-4} = 2\pi d^2
 \end{aligned} \tag{7}$$

과 같은 결과를 얻을 수 있다. 여기서  $l$ 은  $l$ 번째 층을 말하고, 몇 번째 층인가에 관계없이 각각의 결정영역

은  $2\pi d^2$ 의 일정한 면적을 가지는 것을 볼 수 있다. 하지만 결정영역의 면적이 같다고 하여 각층의 위치에 따라 같은 에러확률을 가진다는 것을 의미하지는 않는다. 각 층은 결정영역의 형태가 다 다르기 때문에 이에 대한 고려를 먼저 해야 한다. 각 층의 결정영역의 모양을 살펴보면 가장 안쪽은 부채꼴의 모양을 가지고 있으며, 외곽으로 갈수록 직사각형에 가깝게 변한다.

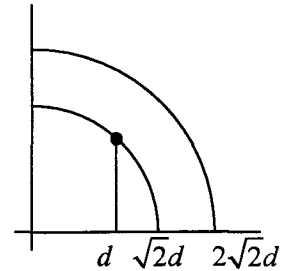


그림 6. 첫 번째 층의 결정영역.

우선 가장 안쪽의 부채꼴 모양의 에러확률을 구해본다. 에러가 아닐 확률  $F_z(z)$ 은

$$F_z(z) = \int_{y=0}^z \int_{x=0}^{\sqrt{z^2-y^2}} f_{xy}(x-d, y-d) dx dy \tag{8}$$

와 같이 표현하며 여기서  $z$ 는 원점에서부터의 반경을 나타내고, 채널상의 잡음을 AWGN으로 가정했으므로  $f_{xy}(\cdot)$ 는 Gaussian 분포를 갖는 확률밀도 함수이고,

$$F_z(z) = \int_{a(z)}^{b(z)} f(x, z) dx \tag{9}$$

이 때

$$\begin{aligned}
 f_z(z) &= \frac{df_z(z)}{dz} = \frac{db(z)}{dz} f(b(z), z) \\
 &\quad - \frac{da(z)}{dz} f(a(z), z) + \int_{a(z)}^{b(z)} \frac{\partial f(x, z)}{\partial z} dx
 \end{aligned} \tag{10}$$

의 Leibnitz 방정식에 의해 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 f_z(z) &= \int_{y=0}^z \frac{z}{\sqrt{z^2-y^2}} f_{xy}(\sqrt{z^2-y^2}-d, y-d) dx dy \\
 &= \frac{z}{2\pi\sigma^2} \int_b^a \frac{1}{\sqrt{x^2-y^2}} e^{-\frac{[(\sqrt{z^2-y^2}-d)^2+(y-d)^2]}{2\sigma^2}} dy \\
 &= \frac{z}{\pi N_0} e^{-\frac{z^2+2d^2}{N_0}} \int_b^a \frac{2zd(\cos\theta+\sin\theta)}{N_0} d\theta
 \end{aligned} \tag{11}$$

여기서 분산은  $\sigma^2 = N_0/2$  와 같이 표현되며 이는 채널상의 전력 스펙트럼 밀도를 나타내고  $f_z(z)$  는 반경  $z$  까지의 3차원 Gaussian 확률밀도 함수를 나타낸다.

이제 식(11)의 결과로 인해 첫 번째 층의 에러확률을

$$P_e = 1 - \int_0^{2\sqrt{2}} f_z(z) dz \quad (12)$$

와 같이 구할 수 있다.

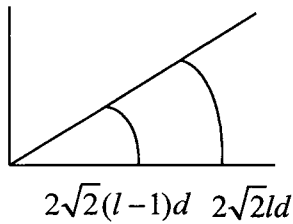


그림 7. l 번째 층의 결정영역.

식 (11)을 확장하여 l 번째 층에서의 일반적인 에러 확률을 구하면

$$\begin{aligned} f_z(z) &= \frac{z}{2\pi\sigma^2} \int_0^\pi \frac{1}{\sqrt{z^2 - y^2}} e^{-\frac{[(\sqrt{z^2 - y^2} - Dx)^2 + (y - Dy)]}{2\sigma^2}} dy \quad (13) \\ &= \frac{z}{2\pi\sigma^2} \int_0^{\frac{\pi}{4l-2}} e^{-\frac{[(z \cos \theta - Dx)^2 + (z \sin \theta - Dy)]}{N_0}} d\theta \end{aligned}$$

와 같이 표현할 수 있으며, 여기서  $D_x$  와  $D_y$  는

$$\begin{aligned} D_x &= \sqrt{2}(2l-1)d \cos\left(\frac{\pi}{8l-4}\right) \\ D_y &= \sqrt{2}(2l-1)d \sin\left(\frac{\pi}{8l-4}\right) \end{aligned} \quad (14)$$

와 같다. 이제 l 번째 층에서의 에러 확률은

$$P_e = 1 - \int_{R_s}^{R_c} f_z(z) dz \quad (15)$$

$$R_s = 2\sqrt{2}(l-1)d, \quad (16)$$

$$R_c = 2\sqrt{2}ld$$

와 같이 나타낼 수 있다.

최 외곽층은 그림 13에서 보듯이 결정영역의 바깥쪽 부분이 한계가 없다. 그러므로 최 외곽층의 에러 확률을 구하면 다음과 같다.

$$P_e = 1 - \int_0^\infty f_z(z) dz \quad (17)$$

$4L^2-PSK$ 의 신호점 배치 방법을 분석해보면, 각 층을 구성하는 신호점들이 존재하는 원주 상에서 인접한 두 신호점간의 호의 길이는 층수에 관계 없이  $\sqrt{2}\pi d/2$ 로 일정하다. 이는 반경이 작을수록 두 점사이의 직선 거리는 작다는 것을 의미한다. 실제로 그림 1(b)에서 육안으로도 확인이 가능하듯이 첫 번째 층의 신호점들 간 유클리디언 거리가 다른 층들에 비해 매우 가깝다. 이것이 첫 번째 층과 다른 층과의 BER 에 큰 차이를 가져오는데, 이는 보완하기 위해 각 층에서 신호점들 간의 거리를 첫 번째 층에서와 동일하게 하는 반경을 찾아서 신호점들을 재배치하였다. 이러한 신호점들의 재배치는 각 층 내에서 신호점들 간의 직선 거리를 일정하게 만들어 각 층들이 유사한 에러 확률을 갖게 하고, 각 층사이의 유클리디언 거리를 가깝게 하여 평균 전력의 소비를 줄여준다.

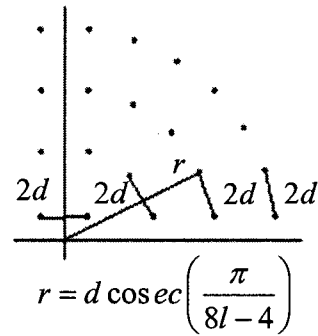


그림 8. 변형된 신호점 배치.

그림 8에서 보듯이 각 층에서 신호점들간의 거리를  $2d$ 로 고정하면 성운의 중심에서 각 층과의 거리는  $r$ 이 된다. 이제 이를 이용하여 에러확률을 구하면 식 (13)-(17)의 신호점의 위치를 나타내는  $D_x$  와  $D_y$ , 그리고 각 층 사이의 결정영역을 구분하는  $R_s$  와  $R_c$ 를 각각

$$D_x = d \cot\left(\frac{\pi}{8l-4}\right) \quad (18)$$

$$D_y = d$$

$$R_s = \frac{d}{2} \left[ \operatorname{cosec}\left(\frac{\pi}{8(l-1)-4}\right) + \operatorname{cosec}\left(\frac{\pi}{8l-4}\right) \right] \quad (19)$$

$$R_c = \frac{d}{2} \left[ \operatorname{cosec}\left(\frac{\pi}{8l-4}\right) + \operatorname{cosec}\left(\frac{\pi}{8(l+1)-4}\right) \right]$$

와 같이 수정하면 된다.

변형된 신호점 배치 방법의 전송신호  $s_{lk}(t)$  는

$$s_{lk}(t) = \begin{cases} d \cos ec\left(\frac{\pi}{8l-4}\right) \sqrt{\frac{2}{T}} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{(2k-1)\pi}{8l-4}\right), & 0 \leq t \leq T, \\ 0, & \text{otherwise,} \end{cases} \quad (20)$$

$l = 1, 2, \dots, \sqrt{M}/2, \quad k = 1, 2, \dots, 4(2l-1)$

가 된다.

**IV. 모의실험 및 결과**

본 장에서는 3장에서 살펴본  $4L^2-PSK$ 의 에러확률과 여러 가지 특징들을 토대로 성능을 분석하고, 원형구조의 사각형구조의  $M$ -ary QAM과 비교하여 원형구조의 신호점의 배치가 신호의 전송에서 어떠한 이점들을 가지고 있는지를 분석하겠다. 또한  $4L^2-PSK$ 을 변형한 개선된 신호점 배치방법을 더 제시하여 세 가지의 성능을 비교 분석하겠다. 이때, 이들을 비교함에 있어서 4층의  $4L^2-PSK$ 와 64-ary QAM을 사용하도록 하겠다.

**1. 층 수 증가에 따른 BER 비교**

그림 9는 층수의 증가에 따른  $4L^2-PSK$ 의 BER을 나타낸 것이다. 층수가 증가할수록 성능이 향상되었으며, 향상되는 비율은 조금씩 줄어들었다. 첫 번째 층의 결정영역의 형태가 부채꼴의 모양이고 외곽으로 나아갈수록 직사각형의 형태에 가까워져서 첫 번째 층과 다른 나머지 층과의 에러율의 차이가 두드러지게 나타났다. 즉, 첫 번째 층의 부채꼴 모양의 결정영역은 에러율을 최대로 만든다.

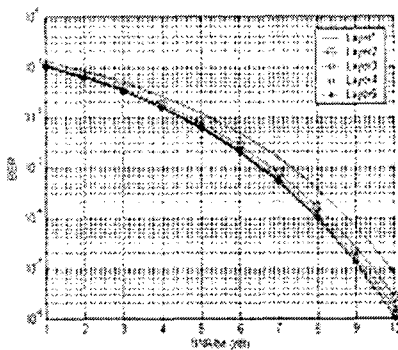


그림 9. 층수의 증가에 따른 BER 비교.

그림 10은 각 층에서의 신호점들간의 거리를  $2d$ 로 하는 지점으로 재배치된 개선된  $4L^2-PSK$ 의 층수의 증가에 따른 BER을 비교한 것이다. 그림 9에 비교해보면 변형되지 않은 신호점 배치에서는 첫 번째 층과 다른 여타 층과의 BER이 많은 차이를 보였으나 변형된 신호점 배치에서는 층수가 증가하면서도 모든 층에서의 BER이 첫 번째 층과 거의 유사한 것을 볼 수 있다.

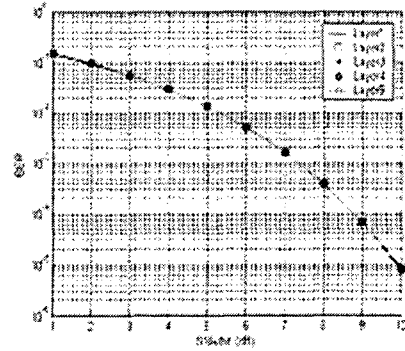


그림 10. 변형된 신호점 배치에서의 층수의 증가에 따른 BER 비교.

**2. 최대 전력이 한정되어 있는 경우 BER 비교**

최대 전력이 제한되어 있을 때 세 신호점 배치의 BER을 보면  $4L^2-PSK$ 의 경우 그림 10에서 SNR/bit의 증가에 따른 BER의 성능이 매우 향상되었다. 사각형 신호점 배치를 원형 구조로 변형함에 있어서  $M$ -ary QAM의 각 층에 원점과의 유클리디언 거리가 가장 먼 꼭짓점을  $4L^2-PSK$ 의 반지름으로 사용하였기 때문에 신호점 배치의 전체적인 면적이 증가하고, 면적의 증가에 따라 결정영역의 범위도 증가되어 에러율이 줄어들었기 때문이다.

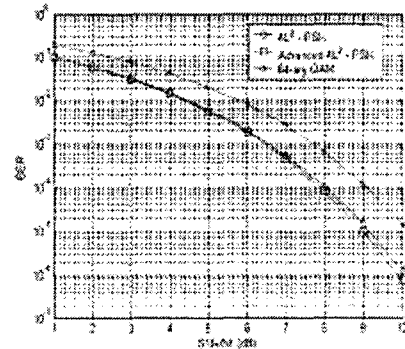


그림 11. 최대 전력이 한정되어 있는 경우의 BER 비교.

**3. 평균 전력이 같을 경우 BER 비교**

마지막으로 평균 전력이 같을 경우 세가지 신호점 배치 사이의 BER을 비교해보기 위하여 각각의 신호점들의 원점으로 부터의 평균 유클리디언 거리 제곱을 다음과 같이 구해 보았다.  $4L^2-PSK$ 의 평균 유클리디언 거리제곱  $D_{L,avg}$ 와 개선된  $4L^2-PSK$ 의 평균 유클리디언 거리제곱  $D_{V,avg}$ , 그리고  $M$ -ary QAM의 평균 유클리디언 거리 제곱  $D_{A,avg}$ 는 각각

$$D_{L_{avg}} = \sum_{l=1}^L \frac{2(2l-1)^2(8l-4)d^2}{4L^2} \quad (21)$$

$$= \sum_{l=1}^L \frac{2(2l-1)^3 d^2}{L^2}$$

$$D_{V_{avg}} = \sum_{l=1}^L \frac{(2l-1)d^2}{L^2 \sin^2\left(\frac{\pi}{8l-4}\right)} \quad (22)$$

$$D_{A_{avg}} = \sum_{l=1}^L 2(2l-1)^2 d^2 \quad (23)$$

$$+ 2 \sum_{l=2}^L \sum_{k=1}^{l-1} [(2k-1)^2 + (2l-1)^2] d^2$$

이 된다. 이제 4개의 층을 가질 경우, 즉  $M = 64$  일 경우의 두 신호점 배치의 평균 전력에 대해 비교를 해보면,  $4L^2-PSK$ 의 평균 유클리디언 거리 제곱  $D_{V_{avg}}$ , 그리고,  $M$ -ary QAM의 평균 유클리디언 거리 제곱  $D_{A_{avg}}$ 의 비율은 각각 다음과 같다.

$$D_{A_{avg}} : D_{L_{avg}} : D_{V_{avg}} = 1 : 1.476 : 1.205 \quad (24)$$

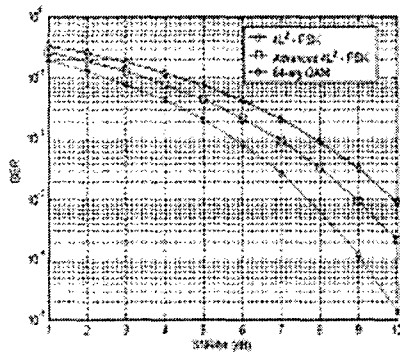


그림 12. 평균 전력이 같을 때의 BER 비교.

$M$ -ary QAM에 비해  $4L^2-PSK$ 와 개선된  $4L^2-PSK$ 는 식(24)에서 보여주듯이 많은 전력을 요구하게 된다. 그림 12에서 같은 평균 전력에서의 세 가지 변조 방법의 BER을 비교해 보면  $M$ -ary QAM이 가장 좋은 성능을 가지고,  $4L^2-PSK$ 와 개선된  $4L^2-PSK$ 는 유사한 성능을 보이거나 개선된  $4L^2-PSK$  쪽이 약간의 향상된 성능을 보여주는 것을 볼 수 있다.

**V. 결론**

본 논문에서는 기존의 사각형 성상구조의  $M$ -ary QAM의 단점을 보완하고 원형 성상구조의 PSK의 장점을 살리는 다층 원형 구조의  $4L^2-PSK$ 의 새로운 신호점 배치 방법에 대하여 제안하였다. 원형의 신호점 배치는 다

양한 진폭을 요구하는 다층 구조의 사각형 신호점 배치방법이 다수의 진폭이 요구되는 단점을 보완하였다. 또한 신호점들 사이의 유클리디언 거리를 증가시켜 결정 영역의 확대로 최대 전력이 제한되었을 때 에러 확률을 감소시키는 효과를 가져왔다. 하지만 신호점들 사이의 유클리디언 거리를 증가시켜 결정 영역의 확대로 최대전력이 제한되었을 때, 에러 확률을 감소시키는 효과를 가져왔다. 하지만 신호점들 사이의 유클리디언 거리의 증가는 평균 전력 사용의 증가를 가져와서 평균 전력이 제한되어 있는 경우 에러확률이 증가하는 결과를 보였다.

본 논문에서 제안한  $4L^2-PSK$ 의 최대 단점은 각 층에서의 일정 신호점들 간의 유클리디언 거리가 조금씩 달라 층별로 오류확률이 서로 다르다는 것이다. 이를 보완하기 위하여 각각의 층에서의 신호점들간의 거리를 일정하게 재배치하여 각 층에서의 신호점들간의 거리를 일정하게 재배치하여 각 층에서의 에러확률이 비슷하도록 하였다. 이는 또한 신호점들 간의 유클리디언 거리를 좁혀주어 평균 전력의 사용을 줄여주었다

본 논문에서 제안한 신호점 배치방법은 원형 구조로서의 단점도 가지고 있다. 매 층마다 유클리디언 거리가 일정하지 않아서 에러확률이 층마다 다르고 효율적인 Gray Code의 배치도 어려워지게 된다. 결국 각층에서의 에러확률을 같게 하는 더욱 효과적인 변형된 신호점 배치 방법에 대한 연구가 계속 이루어져야 하겠다. 또한 다층 원형 구조의 신호점 배치에 더욱 적합한 등화기에 대한 연구도 앞으로 주어진 연구과제이다

**참고문헌**

- [1] Simon Haykin, "Communication Systems", 4th Edition, pp. 344-478.
- [2] 류상진, 최재익, 나철훈, "무선통신채널에서 QAM신호의 전송과 채널 특성에 따른 신호점 배치에 관한 연구" 목포대학교 공업기술연구지, 제8집, pp.77-84, 1998
- [3] 김태환, 성원진, "전력 포화 특성을 갖는 QAM 변조의 BER 상한 경계값 유도 및 성능 분석", 제12회 통신정보 합동학술대회 논문집, pp. I-B.1.1-4, 2002.
- [4] C. M. Thomas, "Digital Amplitude-Phase keying with M-ary Alphabets", IEEE Trans. Comm, Vol Com-22, No.2, pp.169-175 June 1991
- [5] W. T. Webb and L. Hanzo, "Modern Quadrature Amplitude Modulation. NY" IEEE Press, 1994.
- [6] Leonard E. Miller, "BER Expressions for Differentially Detected DQPSK Modulation", IEEE Trans Comm, Vol, 46, January, 1998.
- [7] Chang-Joo Kim, Young-Su Kim, Goo-Young Jeong, Jae-Kyung Mun, and Hyuck-Jae Lee, "SER Analysis of QAM with Space Diversity in Rayleigh Fading Channels", ETRI Journal, Vol 17, Number 4, January, 1996.