

실수 M 진 QAM의 정확한 분석

전 성 배*, 이 지 훈*, 정 해°

Exact Analysis of a Real-Number M -ary QAM

Seong-bae Jeon*, Ji-hoon Lee*, Hae Chung°

요 약

실수 M 진 QAM 시스템은 PAPR을 낮추고 M 값을 점진적으로 증가시켜 채널 상태에 따라 전송 효율을 효과적으로 높일 수 있는 장점을 가지고 있으나, 분석의 복잡성으로 인해 근사적인 성능 분석만 수행되었다. 본 논문에서는 성상도 상의 신호 점들의 사용 빈도 차이로 인해 발생하는 경계선의 변화를 고려하는 정확한 성능분석을 수행한다. 그리고 PAPR에서 확연히 우수한 성능을 가지고 있는 2 시간 차원 (3×2^m)진 QAM (홀수 m) 시스템의 성상도를 제안한다. 성능분석에 있어서 실수 M 진 QAM에 대한 신호 점의 오류율과 비트 오류율을 m 값에 대하여 일반화하고 기존의 2^k 진 QAM (정수 k)간의 성능을 비교한다.

Key Words : Multidimensional QAM, Constellation, PAPR, AWGN channel, BER

ABSTRACT

The real number M -ary QAM system can reduce PAPR and effectively improve the transmission efficiency as it increases gradually the value of M according to the state of channel. However, only approximate performance analysis was performed due to the complexity of the analysis. In this paper, we introduce an exact performance analysis considering the change of a boundary line due to the difference in frequency of use of the signal points. Also, we propose a new constellation of 2 time dimension (3×2^m)-ary QAM with odd m which has better performance in PAPR. In the performance analysis, we obtain the signal point error rate and the bit error rate of real number M -ary QAM for the various values of m and compare performance between the proposed QAM and the conventional 2^k -ary QAM with integer k .

I. 서 론

최근 발표된 시스코 VNI (Visual Networking Index) 글로벌 모바일 데이터 트래픽 전망 보고서에 따르면, 2015년에 4세대 이동통신과 3세대 이동통신의 모바일 연결 (connection)이 전체 이동통신의 모바일 연결 중 각각 14%, 34%를 차지하였지만, 트래픽 양의 측면에서는 4세대 이동통신의 트래픽이 3세대

이동통신의 트래픽을 추월하였다. 2020년에는 4세대 이동통신이 전체 모바일 연결 중 40.5%를 차지하고 전체 이동통신의 트래픽 중 72%를 담당할 것이라고 전망하였다. 또한 글로벌 모바일 데이터 트래픽은 2015년부터 연평균 53%씩 성장하여 2020년에는 2015년 대비 8배 증가할 것이라고 예상하였다^[1].

이와 같이 증가하는 모바일 트래픽을 감당하기 위해서 5세대 이동통신의 도입은 필수적이라고 볼 수

※ 이 연구는 금오공과대학교 학술연구비에 의하여 지원된 논문임

• First Author : Kumoh National Institute of Technology Department of Electronic Engineering, mr.jeon@kumoh.ac.kr, 정회원

° Corresponding Author : Kumoh National Institute of Technology Electronic Engineering, hchung@kumoh.ac.kr, 종신회원

* Kumoh National Institute of Technology Department of Electronic Engineering, jh.lee@kumoh.ac.kr, 학생회원

논문번호 : KICS2016-12-404, Received December 25, 2016; Revised January 30, 2017; Accepted January 31, 2017

있다. 3GPP는 5세대 이동통신과 4세대 이동통신을 이어주는 역할을 하는 4.5세대 이동통신 규격을 표준화하였다. 4.5세대 이동통신의 주요 기술들을 살펴보면 다운 링크 효율을 기존 대비 33% 늘린 256-QAM, 기존 대비 전송량을 2배로 늘려주는 4×4 MIMO, 업 링크에서 상향주파수 2개 대역을 묶어 데이터 업로드 속도를 높이는 업 링크 CA (Carrier Aggregation), LTE망과 WLAN망을 동시에 사용하여 전송하는 LTE-WLAN Aggregation 기술 등이 있다^{2,3)}.

5세대 이동통신의 후보 기술로 mmWave와 massive MIMO가 대두되고 있다. 이는 짧은 파장을 바탕으로 작은 안테나를 여러 개 사용하여 전송 효율을 높이는 기술이다. 4세대 이동통신에서 4.5세대 이동통신으로 가면서 업 링크, 다운 링크 변조 방식을 각각 16-QAM에서 64-QAM으로, 64-QAM에서 256-QAM으로 개선하면서 효율을 높이는데 수년이 소요되었다. 앞으로 5세대 이동통신에서 업 링크, 다운 링크 변조 방식을 각각 256-QAM, 1024-QAM으로 개선하는데 상당한 시간이 소요될 것으로 예상된다.

현재의 LTE에 적용되는 QAM 시스템은 신호 점의 수가 2의 짝수 승으로 늘어나 신호 대 잡음비에 따라 전송 효율을 높이는 데 어려움이 있다. 최근에 M 이 2의 짝수 승일 필요가 없는 M 진 신호 기술이 연구됨에 따라^{4,5)} 실수 M 진 QAM 시스템이 연구되었다. 이 시스템은 신호 점의 수를 점진적으로 증가시켜 M 의 값의 선택을 자유롭게 만들었고, 2 시간 차원 (3×2^m)진 QAM (짝수 m)에서 모서리 부분의 신호 점들을 사용하지 않음으로써 PAPR을 효과적으로 낮추었다⁶⁾. 또한 2 시간 차원 (3×2^m)진 QAM (정수 m)에 대하여 그레이 코드의 생성 방정식을 제공하여 구현의 복잡성을 줄였다. 그러나 분석의 복잡성으로 말미암아 근사적 성능분석이 수행되었다.

본 논문에서는 각 신호 점의 사용 빈도 차이로 인해 발생하는 경계선의 이동을 고려한 2 시간 차원 실수 M 진 QAM의 신호 점의 오류율 (Signal Point Error Rate, SPER)을 구하는 정확한 방법을 제시한다. 또한, 모서리 부분의 신호 점을 제거한 2 시간 차원 실수 (3×2^m)진 QAM (홀수 m)의 정상도를 기반으로 신호 점의 오류율과 비트 오류율 (Bit Error Rate, BER)을 분석하여 채널의 상태에 따라 0.5 비트 간격으로 전송 효율을 높일 수 있는 방법을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II절에서는 간단히 실수 M 진 QAM의 개요를 살펴본다. III절에서는 정상도 상의 신호 점의 사용 빈도 차이로 인해 발생하는

경계선의 이동을 고려한 정확한 신호 점의 오류율을 구하는 방법을 제시한다. 그리고 PAPR에서 확연히 우수한 성능을 가지고 있는 2 시간 차원 (3×2^m)진 QAM (홀수 m)의 정상도를 제안하고 이에 대하여 성능분석을 수행한다. IV절에서는 기존의 QAM과 2 시간 차원 QAM의 성능을 정량적으로 비교하고, V절에서는 결론을 맺는다.

II. 2 시간 차원 실수 M 진 QAM의 개요

기존의 QAM 시스템은 k 비트의 이진 심벌을 단 하나의 신호 점 (Signal Point)에 매핑 (mapping) 하였지만, 2 시간 차원 실수 M 진 QAM 시스템은 K 비트의 이진 심벌을 연속적인 2개의 신호 점에 매핑한다. 2개의 신호 점으로 구성된 신호 벡터 (Signal Vector)는 첫 번째 시간 차원 M_1 진 신호와 두 번째 시간 차원 M_2 진 신호로 구성된다. 그러면 생성될 수 있는 신호 벡터의 수 G 는 다음과 같다.

$$G = M_1 \times M_2 \quad (1)$$

신호 벡터 하나가 보낼 수 있는 비트 수 K 는 아래와 같다.

$$K = [\log_2 M_1 M_2] = [\log_2 M_1 + \log_2 M_2] \quad (2)$$

여기서 $[x]$ 는 x 를 초과하지 않는 최대의 정수이다. 이진 심벌을 전송하는 통신 시스템에서 실제 사용되는 신호 벡터의 수는 2^K 이므로 사용되지 않는 신호 벡터의 수 G' 는 다음과 같다.

$$G' = G - 2^K = M_1 \times M_2 - 2^{[\log_2 M_1 M_2]} \quad (3)$$

신호 벡터 하나가 보낼 수 있는 비트 수가 K 이기 때문에 신호 점 하나가 보낼 수 있는 비트 수 k 는 아래와 같이 K 를 시간 차수로 나눈 값이다.

$$k = K/2 = [\log_2 M_1 M_2] / 2 \quad (4)$$

위의 식에서 볼 수 있듯이 신호 점 하나 당 보낼 수 있는 비트 수는 정수가 아니라 유리수가 된다. 신호 점의 수의 산술 평균을 M 이라고 정의하면,

$$M = (M_1 + M_2) / 2 \quad (5)$$

이 얻어지며, 이 또한 유리수이다. 유효 신호 점의 수를 M_c 라고 정의할 때, 아래의 식을 얻는다.

$$M_c = 2^k = 2^{\lceil \log_2 M_1 M_2 \rceil / 2} \quad (6)$$

이 값이 실수이므로 제한된 방식은 2 시간 차원 실수 M 진 QAM이라 부른다. 이러한 QAM 변조기가 [6]에 소개되어 있다.

2시간 차원 실수 M 진 QAM의 심벌 오류율은 기존의 QAM 심벌 오류율 (Symbol Error Rate, SER)의 의미와는 다르다. 기존의 QAM에서의 이진 심벌은 정상도 상의 단 한 점에 매핑되지만, 2 시간 차원 실수 M 진 QAM에서는 이진 심벌이 두 개의 신호 점에 매핑된다. 본 논문에서는 공정한 비교를 위해서 AWGN (Additive White Gaussian Noise) 채널에서 실수 M 진 QAM의 신호 점의 오류율과 기존의 QAM 심벌 오류율을 비교한다.

III. 성능 분석

여기서는 2 시간 차원 (3×2^m)진 QAM에서 m 이 짝수일 때와 홀수일 때 각각 정상도의 구성이 다르므로 두 가지로 나누어 신호 점의 오류율을 분석한다.

3.1 2 시간 차원 (3×2^m)진 QAM (짝수 m)

먼저, 2 시간 차원 (3×2^m)진 QAM (짝수 m)의 한 예인 2 시간 차원 12진 QAM의 정확한 신호 점의 오류율을 구하는 방법을 설명한다. 그림 1은 2시간 차원 12진 QAM의 정상도와 오류판정을 위한 경계선을 나타낸다. 2 시간 차원 12진 QAM에서 생성될 수 있는 신호 벡터의 수는 144개가 되고 이를 7비트의 이진 심벌에 매핑하면 실제 사용되는 신호 벡터의 수는 128개가 되고 사용되지 않는 신호 벡터의 수는 16개

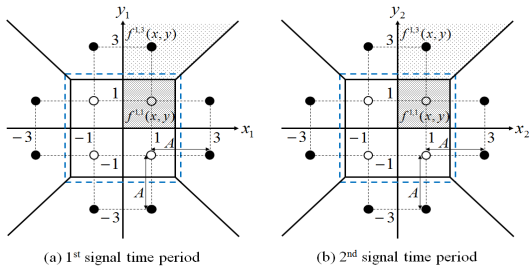


그림 1. 2 시간 차원 12진 QAM의 정상도와 오류 판정 경계선
Fig. 1. Constellation and error decision boundary of 12-ary QAM with 2 time dimension.

가 된다. 사용되는 신호 벡터는 검은 점과 검은 점, 검은 점과 흰 점, 흰 점과 검은 점의 조합으로 이루어지고 흰 점과 흰 점의 조합은 사용되지 않는다. 만약 흰 점과 흰 점의 조합으로 이루어진 신호 벡터가 사용된다면, 이 신호 벡터의 인접 벡터는 총 8개가 되므로 7 비트로는 그레이 코드 할당이 불가능해진다^[6]. 두 개의 신호 점이 모여 하나의 신호 벡터를 이루므로 사용되는 신호 벡터 128개에 대하여 256개의 신호 점이 소요되고, 이 중 검은 점과 흰 점이 나오는 횟수는 각각 192회, 64회이므로 검은 점과 흰 점이 사용될 확률은 각각 $P_{\text{black}} = 3/4$, $P_{\text{white}} = 1/4$ 이 된다. 이로 인해 신호 점의 오류율이 최소가 되는 경계선은 그림 1과 같이 점선 (흰 점과 검은 점의 이등분 선)에서 실선 (흰 점 쪽으로 약간 이동한 선)으로 이동하고 이 실선을 기준으로 신호 점의 최소 오류율이 얻어진다.

설명된 편의를 위해, $f^{i,j}(x,y)$ 는 신호 점 ($iA/2, jA/2$)를 중심으로 하는 확률밀도함수라고 정의한다. AWGN 채널에서 I (in-phase)와 Q (quadrature)의 신호가 서로 독립이라면 2 시간 차원 12진 QAM의 신호 점 확률밀도함수의 유형은 다음과 같다^[7].

$$f^{1,1}(x,y) = f^1(x)f^1(y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\left(\frac{(x-A/2)^2}{2\sigma^2} + \frac{(y-A/2)^2}{2\sigma^2}\right)}, \quad (7)$$

$$f^{1,3}(x,y) = f^1(x)f^3(y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\left(\frac{(x-A/2)^2}{2\sigma^2} + \frac{(y-3A/2)^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (8)$$

여기서 σ^2 과 A 는 각각 분산 (잡음 전력)과 인접한 신호 점간의 전압 차이이다. 신호 점의 오류율 P_{SP}^{12} 는 다음과 같다.

$$P_{SP}^{12} = 1 - P_c^{12} = 1 - \left(\frac{1}{4}P_c^{1,1} + \frac{3}{4}P_c^{1,3}\right) \quad (9)$$

여기서 P_c^{12} 는 2 시간 차원 12진 QAM에서 수신기가 전송된 신호 점을 오류 없이 수신할 확률이고 $P_c^{i,j}$ 는 신호 점 ($iA/2, jA/2$)을 수신기가 오류 없이 받을 확률로써, 이는 아래와 같이 얻어진다.

$$P_c^{1,1} = \int_0^p \int_0^p f^{1,1}(x,y) dx dy = \left(1 - Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right) - Q\left(\frac{p-A/2}{\sigma}\right)\right)^2, \quad (10)$$

$$P_c^{1,3} = \int_p^\infty \int_0^y f^{1,3}(x,y) dx dy$$

$$= \left(1 - Q\left(-\frac{p-3A/2}{\sigma}\right)\right) \left(1 - Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right)\right) \quad (11)$$

$$- \int_{\frac{p-3A/2}{\sigma}}^\infty Q(z+A/\sigma) f(z) dz$$

여기서 p 는 $P_{1,1}f^{1,1}(x,y)$ 와 $P_{1,3}f^{1,3}(x,y)$ 의 y 의 해로써 $p = \frac{\sigma^2}{A} \ln \frac{P_{1,1}}{P_{1,3}} + A$ 이다. 그리고 $P_{i,j}$ 는 신호 점 $(iA/2, jA/2)$ 이 사용될 확률로써 $P_{1,3} = P_{\text{black}}/8 = 3/32$, $P_{1,1} = P_{\text{white}}/4 = 1/16$ 이다. 또한 $f(z)$ 는 가우스 함수로 $f(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-z^2/2}$ 이고, $Q(x) = \int_x^\infty f(z) dz$ 이다.

그러면 지금부터 $m \geq 4$ 인 경우로 일반화하기로 한다. 그림 2는 짝수 m 의 (3×2^m) 진 QAM의 성상도이며, m 의 값에 따라 검은 상자와 흰 상자에 2^{m-2} 개의 신호 점이 기존의 QAM 성상도 형태로 들어간다. IV절에서 보겠지만, 성상도 상의 신호 점들의 사용 빈도 차이로 인해 발생하는 경계선의 변화를 고려한 성능 분석과 이를 고려하지 않은 기존의 결과는 m 의 값이 커질수록 QAM의 성능 분석 결과의 차이가 줄어든다. 그러므로 신호 점들의 사용 빈도 차이로 인해 발생하는 경계선의 변화를 고려하지 않은 2 시간 차원 (3×2^m) 진 QAM (짝수 m)의 신호 점의 오류율을 일반화하였고 2 시간 차원 12진 QAM과 유사한 과정으로 풀면 m 이 2보다 큰 짝수일 때 다음과 같이 일반화할 수 있다.

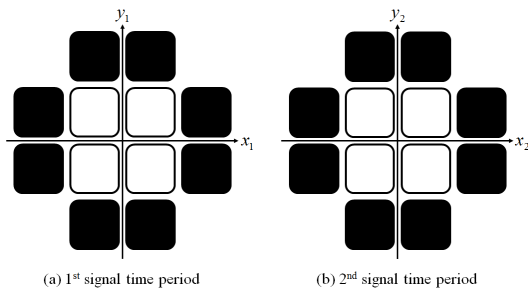


그림 2. 2 시간 차원 (3×2^m) 진 QAM (짝수 m)의 성상도의 형태
 Fig. 2. Form of (3×2^m) -ary QAM (even m) with 2 time dimension.

$$P_{SP}^{3 \times 2^m} = \frac{1}{2^m} ((2^{m+2} - 3 \cdot 2^{m'}) Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right) - (2^{m+2} - 3 \cdot 2^{m'+1} + 3) Q^2\left(\frac{A}{2\sigma}\right) + 3 \int_{-\frac{A}{2\sigma}}^\infty Q\left(z + \frac{2^{m'-1}A}{\sigma}\right) f(z) dz + 3 \sum_{n=1}^{2^{m'-1}-1} \int_{-\frac{A}{2\sigma}}^{\frac{A}{2\sigma}} Q\left(z + \frac{nA}{\sigma}\right) f(z) dz) \quad (12)$$

여기서 $m' = m/2$ 이다.

2 시간 차원 (3×2^m) 진 QAM (짝수 m)에서의 이진 심벌은 두 신호 점에 의해 매핑된다. 두 신호 점에 이진 심벌을 매핑하는 방법과 그레이 코드 할당 방법은 [6]에 소개되어 있다. 두 신호 점이 보낼 수 있는 비트 수는 $K (=2k)$ 이며, K 비트가 오류 없을 확률과 2 시간 차원 (3×2^m) 진 QAM (짝수 m)에서 두 신호 점에 오류가 없을 확률은 동일하므로 다음 식이 성립한다.

$$(1 - P_b^{3 \times 2^m})^K = (1 - P_{SP}^{3 \times 2^m})^2 \quad (13)$$

이를 정리하면 2 시간 차원 (3×2^m) 진 QAM (짝수 m)의 비트 오류율 $P_b^{3 \times 2^m}$ 을 얻을 수 있고, 이는 아래와 같다.

$$P_b^{3 \times 2^m} = 1 - \sqrt[k]{1 - P_{SP}^{3 \times 2^m}} \quad (14)$$

3.2 2 시간 차원 (3×2^m) 진 QAM (홀수 m)

먼저, 2 시간 차원 (3×2^m) 진 QAM (홀수 m)의 한 예인 2 시간 차원 24진 QAM의 신호 점의 오류율을 구하는 방법을 설명한다. 그림 3은 2 시간 차원 24진 QAM의 성상도와 오류 판정을 위한 경계선을 나타내고 한 차원은 검은 점 16개와 흰 점 8개로 이루어져 있다. 사용되는 신호 벡터의 수는 512개이고 이 신호 벡터에서 검은 점과 흰 점이 나오는 횟수는 각각 768회, 256회이므로 검은 점과 흰 점이 나타날 확률은 각각 $P_{\text{black}} = 3/4$, $P_{\text{white}} = 1/4$ 이 된다. 2 시간 차원 24진 QAM의 신호 점의 확률밀도함수 유형은 아래와 같다.

$$f^{1,1}(x,y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\left(\frac{(x-A/2)^2}{2\sigma^2} + \frac{(y-A/2)^2}{2\sigma^2}\right)}, \quad (15)$$

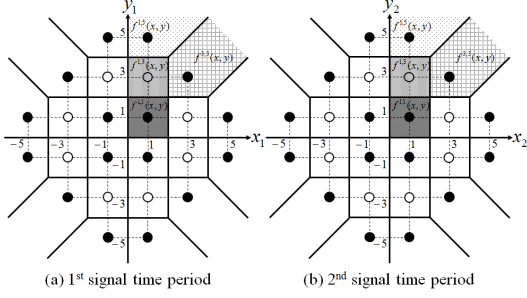


그림 3. 24진 QAM의 정상도와 오류 판정 경계선
Fig. 3. Constellation and error decision boundary of 24-ary QAM.

$$f^{1,3}(x,y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\left(\frac{(x-A/2)^2}{2\sigma^2} + \frac{(y-3A/2)^2}{2\sigma^2}\right)}, \quad (16)$$

$$f^{1,5}(x,y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\left(\frac{(x-A/2)^2}{2\sigma^2} + \frac{(y-5A/2)^2}{2\sigma^2}\right)}, \quad (17)$$

$$f^{3,3}(x,y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\left(\frac{(x-3A/2)^2}{2\sigma^2} + \frac{(y-3A/2)^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (18)$$

이를 바탕으로 2 시간 차원 24진 QAM에서 수신기가 전송된 신호 점을 올바르게 수신 받을 확률 P_c^{24} 는 다음과 같다.

$$P_c^{24} = \frac{1}{4} P_c^{1,3} + \frac{1}{16} (3P_c^{1,1} + 6P_c^{1,5} + 3P_c^{3,3}) \quad (19)$$

여기서 $P_c^{1,3}, P_c^{1,1}, P_c^{1,5}, P_c^{3,3}$ 은 다음과 같다.

$$P_c^{1,3} = \int_A^{2A} \int_0^A f^{1,3}(x,y) dx dy = \left(1 - 2Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right)\right)^2, \quad (20)$$

$$P_c^{1,1} = \int_0^A \int_0^A f^{1,3}(x,y) dx dy = \left(1 - 2Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right)\right)^2, \quad (21)$$

$$P_c^{1,5} = \int_{2A}^\infty \int_0^{y-A} f^{1,3}(x,y) dx dy = \left(1 - Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right)\right)^2 - \int_{-\frac{A}{2\sigma}}^\infty Q\left(z + \frac{A}{\sigma}\right) f(z) dz, \quad (22)$$

$$P_c^{3,3} = \int_{2A}^\infty \int_0^{y-A} f^{1,3}(x,y) dx dy = \left(1 - Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right)\right)^2 - 2 \int_{-\frac{A}{2\sigma}}^\infty Q\left(z + \frac{A}{\sigma}\right) f(z) dz \quad (23)$$

위 식들을 정리하면 2 시간 차원 24진 QAM의 신호 점의 오류율 P_{SP}^{24} 은 다음과 같다.

$$P_{SP}^{24} = 1 - P_c^{24} = \frac{23}{8} Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right) - \frac{37}{16} Q^2\left(\frac{A}{2\sigma}\right) + \frac{3}{4} \int_{-\frac{A}{2\sigma}}^\infty Q\left(z + \frac{A}{\sigma}\right) f(z) dz \quad (24)$$

3.1절과 유사하게 $m \geq 5$ 로 일반화하면, 홀수 m 의 (3×2^m) 진 QAM의 정상도는 m 의 값에 따라 그림 4의 검은 상자와 흰 상자에 2^{m-3} 개의 신호 점이 정사각형 모양으로 들어간다. 여기서도 2 시간 차원 24진 QAM과 비슷한 과정으로 풀면, 2 시간 차원 (3×2^m) 진 QAM (홀수 m)의 오류율은 아래와 같다.

$$P_{SP}^{3 \times 2^m} = \frac{2^{m'+3.5} - 9}{2^{m'+1.5}} Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right) - \frac{2^{m+3} - 2^{m'+0.5} + 9}{2^{m+1}} Q^2\left(\frac{A}{2\sigma}\right) + \frac{3}{2^{m-1}} \left(\int_{-\frac{A}{2\sigma}}^\infty Q\left(z + \frac{2^{m'-0.5}A}{\sigma}\right) f(z) dz + \sum_{n=1}^{2^{m'-0.5}-1} \int_{-\frac{A}{2\sigma}}^{\frac{A}{2\sigma}} Q\left(z + \frac{nA}{\sigma}\right) f(z) dz \right) \quad (25)$$

만약 제안된 정상도의 2 시간 차원 (3×2^m) 진

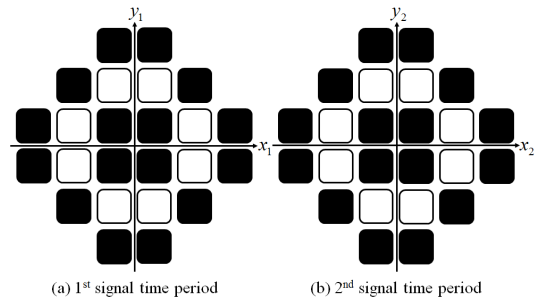


그림 4. 2 시간 차원 (3×2^m) 진 QAM (홀수 m)의 정상도의 형태
Fig. 4. Form of (3×2^m) -ary QAM (odd m) with 2 time dimension.

QAM (홀수 m)이 완벽히 그레이 코드가 된다고 가정하면, 2 시간 차원 (3×2^m)진 QAM (홀수 m)의 비트 오류율은 식 (14)과 동일하다.

IV. 수치 결과

그림 5는 2 시간 차원 12진 QAM, 24진 QAM, 48진 QAM의 이론적인 분석과 시뮬레이션 결과를 보여준다. 그림에서 보는 것처럼 분석과 시뮬레이션 결과가 일치하는 것으로 보아 본 논문에서의 분석은 정확한 것으로 판단된다.

그림 6는 2 시간 차원 (3×2^m)진 QAM (짝수 m)의 정확한 신호 점에 대한 정확한 분석에 의한 오류율과 기존의 근사 분석의 오류율을 10^{-4} 부근에서 같은 비율로 확대한 것이다. 그림 6에서 실선은 정상도상의 신호 점들의 사용 빈도 차이로 인해 발생하는 경계선의 변화를 고려한 정확한 신호 점의 오류율이고 점선은 이를 고려하지 않은 기존의 방식으로 구한 신호 점의 오류율이다. 따라서 m 값이 클 때, 근사적인 방식을 적용해도 유효함을 알 수 있다.

표 1은 기존의 QAM과 2 시간 차원 실수 M 진 QAM에서 신호 점당 전송 비트 수를 나타낸 것이다. 기존의 LTE에서는 2 비트의 해상도를 갖고 ($k=2, 4, 6, 8$) M 값이 증가하는 반면 ($M=4, 16, 64, 256$), 실수 QAM 방식을 적용하면, 0.5 비트의 해상도를 가지게 된다.

표 1에 따라 신호 점의 오류율과 비트 오류율을 보이도록 한다. 그림 7과 8은 각각 표 1의 신호 점의 오류율과 비트 오류율을 보여준다. 그림 7과 8을 보면,

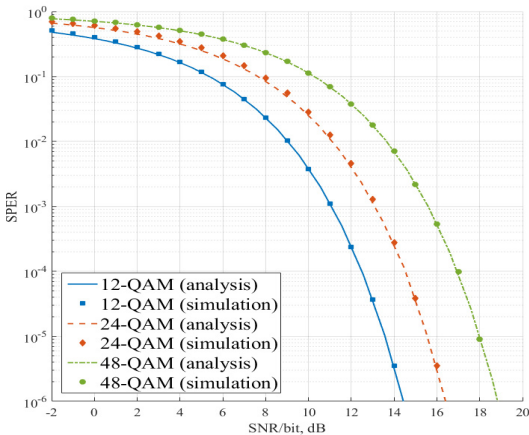


그림 5. 2 시간 차원 QAM의 신호 점 오류율 비교
Fig. 5. SPER comparison for 2 time dimension QAM.

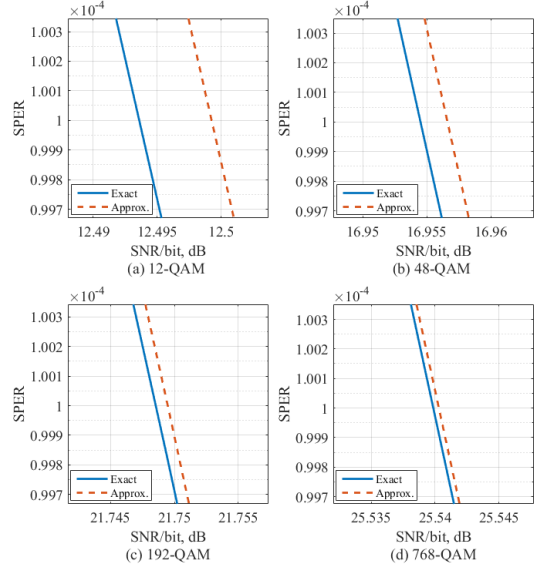


그림 6. 정확한 신호 점 오류율과 기존 신호 점의 오류율의 차이
Fig. 6. Difference between exact SPER and conventional SPER.

표 1. 0.5 비트 해상도 표
Table 1. 0.5 bit resolution table.

Bits per signal point	QAM with 1 time dimension	QAM with 2 time dimension
2.0	4-ary	
2.5		6-ary (6×6)
3.0	8-ary (cross)	
3.5		12-ary (12×12)
4.0	16-ary	
4.5		24-ary (24×24)
5.0	32-ary (cross)	
5.5		48-ary (48×48)
6.0	64-ary	
6.5		96-ary (96×96)
7.0	128-ary (cross)	
7.5		192-ary (192×192)
8.0	256-ary	
8.5		384-ary (384×384)
9.0	512-ary (cross)	
9.5		768-ary (768×768)
10.0	1024-ary	

실선으로 그려진 2^k 진 QAM (짝수 k)와 파선으로 그려진 2^k 진 QAM (홀수 k , cross-QAM)^[8] 사이에는 일점쇄선으로 그려진 (3×2^m)진 QAM (홀수 m)이 있고, 2^k 진 QAM (홀수 k)와 2^k 진 QAM (짝수 k) 사이에는 점선으로 (3×2^m)진 QAM (짝수 m)이 그려

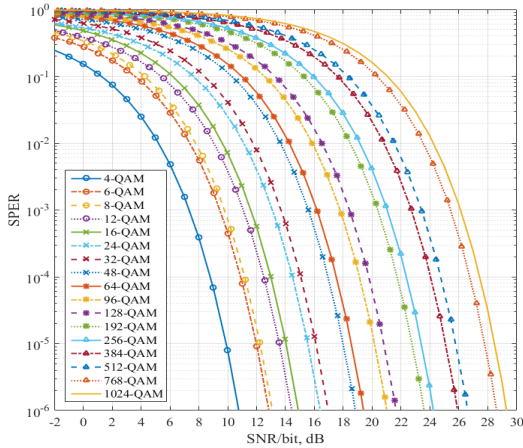


그림 7. 표 1의 신호 점의 오류율
Fig. 7. Signal Point Error Rate for Table 1.

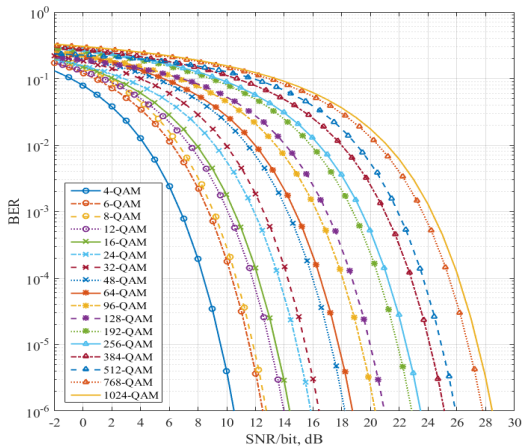


그림 8. 표 1의 비트 오류율
Fig. 8. Bit Error Rate for Table 1.

진다. 이는 (3×2^m) 진 QAM이 신호 점의 수가 2의 짝수 승으로 늘어나는 LTE의 QAM 시스템에서 징검다리 역할을 할 수 있는 것을 보여준다.

그림 9는 기존의 QAM과 2 시간 차원 실수 M 진 QAM의 PAPR을 보여준다. 2^k 진 QAM (짝수 k)은 모서리의 신호 점을 사용하여 PAPR이 높았고, 2^k 진 QAM (홀수 k , cross-QAM)와 2 시간 차원 (3×2^m) 진 QAM (짝수 m)은 모서리의 신호 점을 사용하지 않아 PAPR이 낮았다. 마찬가지로 직사각형 모양의 2 시간 차원 (3×2^m) 진 QAM (홀수 m)은 모서리의 신호 점을 이용하여 PAPR이 높았고⁶⁾, 본 논문에서 제안된 다이아몬드 모양의 2 시간 차원 (3×2^m) 진 QAM (홀수 m)은 PAPR이 낮은 것을 볼 수 있다. OFDM (Orthogonal Frequency Division

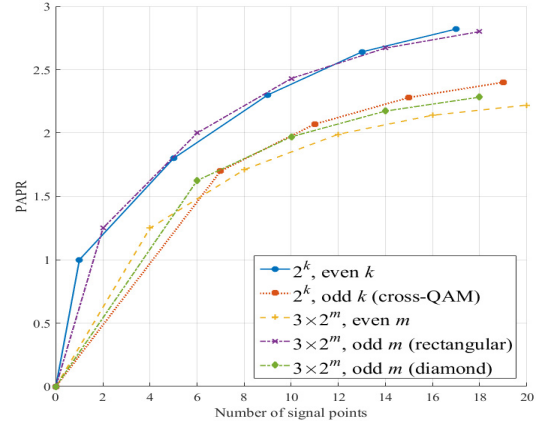


그림 9. 2^k 및 (3×2^m) 진 QAM의 PAPR
Fig. 9. PAPR for 2^k and (3×2^m) -ary QAM.

Multiplexing) 시스템에서 PAPR이 높으면 RF 증폭기의 전력 효율이 감소되어 전력 효율이 중요한 무선 단말에서 큰 단점으로 지적되었다. 따라서 PAPR을 줄이기 위한 다양한 기술들이 연구되었고⁹⁻¹¹⁾, 2 시간 차원 (3×2^m) 진 QAM은 그것들과 달리 간단하게 구현 가능한 새로운 접근 방법이다.

V. 결론

본 논문에서는 (3×2^m) 진 QAM 시스템의 정확한 분석을 위하여, 정상도 상의 신호 점들의 사용 빈도 차이로 인해 변화된 경계선을 고려하여 신호 점의 오류율을 계산하였다. 이를 통해 기존의 2^k 진 QAM의 오류율 그래프의 간극에 (3×2^m) 진 QAM 오류율의 그래프가 채워짐을 보여주었다. 또한 M 의 값을 0.5 비트 간격으로 자유롭게 선택하여 전송 효율을 높이는 방법을 제시하고, 다이아몬드 모양의 2 시간 차원 (3×2^m) 진 QAM (홀수 m)의 정상도를 제안하여 PAPR을 줄일 수 있음을 보여주었다. 결국, 실수 QAM 방식은 M 값을 단계적으로 증가시키고, PAPR을 낮추는데 적합한 기술이라 할 수 있다.

실수 QAM 방식에서 그레이 코드 할당 방식은 기존의 QAM보다 훨씬 복잡하다. 2 시간 차원 (3×2^m) 진 QAM (짝수 m)과 직사각형 모양의 2 시간 차원 (3×2^m) 진 QAM (홀수 m)의 그레이 코드 할당 방법은 이미 연구되었다⁶⁾. 그러나 m 이 홀수일 때 PAPR을 줄일 수 있는 다이아몬드 모양의 정상도의 그레이 코드 할당 방법은 추후 연구 과제로 남아 있다.

References

[1] Cisco Systems, *Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2015–2020* (2016), Retrieved, Jan., 26, 2017, from <http://www.cisco.com>.

[2] 3GPP TS 36.101 version 13.4.0 Release 13, *LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception*, Sept. 2016.

[3] 3GPP TS 36.331 version 13.3.0 Release 13, *LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Radio Resource Control (RRC) Protocol specification*, Oct. 2016.

[4] H. Chung, “A study on M -ary signaling scheme with arbitrary integer,” in *Proc. KICS Int. Conf. Commun.*, pp. 416-417, Jeju Island, Korea, Jun. 2014.

[5] H. Chung and J. H. Chung, “Encoding method of a rational number M -ary signal,” in *Proc. ICTC 2014*, pp. 663-666, Busan, Korea, Oct. 2014.

[6] H. Chung, S. K. Hong, B. K. Lim, L. Ma, and B. K. Yi, “Performance analysis and multidimensional gray coding scheme for a real-number M -ary QAM,” in *Proc. ICTC*, pp. 954-959, Jeju Island, Korea, Oct. 2016.

[7] F. G. Stremmer, *Introduction to Communications*, 3rd Ed., pp. 634-640, Addison-Wesley, 1990.

[8] P. K. Vitthaladevuni, M.-S. Alouini, and J. C. Kieffer, “Exact BER computation for cross QAM constellations,” *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 4, no. 6, pp. 3039-3050, Dec. 2005.

[9] Y. Shang, H. J. Kim, and T. J. Jung, “New PAPR reduction method for spatial modulation,” *J. KICS*, vol. 39, no. 1, pp. 12-18, Jan. 2014.

[10] M. H. Jang and K. H. Kim, “Pilot tone design for PAPR reduction in OFDM systems based on compressed channel sensing,” *J. KICS*, vol. 40, no. 5, pp. 806-808, May 2015.

[11] C. K. Jang and E. C. Yoon, “Selected mapping without side information at the

receiver,” *J. KICS*, vol. 40, no. 9, pp. 1710-1718, Sept. 2015.

전 성 배 (Seong-bae Jeon)



2009년 2월 : 금오공과대학교 전자공학부 학사
 2011년 2월 : 금오공과대학교 전자공학과 석사
 2011년 3월~현재 : 금오공과대학교 전자공학과 박사과정
 <관심분야> 5G, OFDM-PON, OMCI, PAN

이 지 훈 (Ji-hoon Lee)



2016년 2월 : 금오공과대학교 전자공학부 졸업
 2016년 3월~현재 : 금오공과대학교 전자공학과 석사과정
 <관심분야> 5G, 이동통신, 통신이론

정 해 (Hae Chung)



1987년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과 학사
 1991년 2월 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 석사
 1996년 2월 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 박사
 1993년~1998년 : 엘지전자 선임연구원

1998년~현재 : 금오공과대학교 전자공학부 교수
 2004년 1월~2005년 1월 : University of Texas at Dallas 방문교수
 <관심분야> 이동통신, 가입자액세스망, 스마트 디바이스