

Rician 페이딩 채널에서의 16 Square-QAM 신호의 최적 검파에 관한 연구

강대일^o, 이수복, 고봉진
 창원대학교 전자공학과
 경남 창원시 사림동 9번지
 e-mail : bjko@sarim.changwon.ac.kr

A Study on the Optimum Detection of 16 Square-QAM Signal under Rician fading

Dae-Il Kang^o, Su-Bok Ji, Bong-Jin Ko
 Dept. of Electronics Eng., Changwon National University
 9 Sarimdong, Changwon, Kyungnam
 e-mail : bjko@sarim.changwon.ac.kr

Abstract

The error performance of 16 Square-QAM signal with Optimum Threshold Detection(OTD) under the consideration of AWGN and Rician fading was analyzed for various value of Rician fading depth K. And error performance of 16-QAM signal with OTD, which considered in AWGN and Rician fading, was compared with that of 16-QAM signal with OTD, which considered in Rician fading only. And BCH coding is adopted.

From the results, the error performance evaluated by proposed OTD was superior to that of 16-QAM signal with OTD, which considered in Rician fading without AWGN, in low CNR.

하고 있다[1].

QAM 신호는 여러 개의 진폭변화가 있기 때문에 페이딩의 영향을 받기 쉽다. 이로 인해 성능이 나빠지는 단점이 있다[2]. 이런 문제점을 개선하기 위해 본 논문은 수신단에서 최적 레벨 검파(Optimum Threshold Detection)의 방법을 채택한다.

근래 이동통신에서 채택하고 있는 마이크로 셀룰라(microcellular)는 셀반경이 0.1~1km 정도 이기 때문에 LOS(line of sight)와 반사파 성분이 동시에 존재하는 Rician 페이딩 채널로 간주할 수 있다[3].

본 논문에서는 AWGN과 Rician 페이딩이 함께 존재하는 채널에서 16 Square-QAM 신호의 최적 레벨을 계산하여 이에 의한 에러 성능을 구하고 이를 Rician 페이딩만 고려했을 때의 최적 레벨 검파의 결과[1]과 비교하였다. 그리고 성능평가 과정에서 에러 정정을 위해 BCH 코딩을 사용했다[4].

I. 서론

근래의 이동통신은 통신 사용자의 수와 통신 서비스의 종류가 급격하게 증가하고 있으나 통신 주파수 대역은 제한되어 있기 때문에 필요한 만큼의 주파수 대역을 무한정 사용할 수 없다. 따라서 제한된 주파수 대역의 효율적 이용을 위해 다차 변조 방법(multilevel modulation scheme)이 불가피하다. 이러한 다차 변조 방식 중 대표적인 것으로 QAM 방식이 있다[1]. 본 논문은 그 중에서도 16-QAM 방식의 에러 성능을 평가

II. 해석 모델 및 채널 모델

1. 해석 모델

해석 모델을 블록 다이어그램으로 나타내면 다음 그림 1과 같다.

일반적으로 QAM 변조기에 의해 변조된 신호는 아래 식 (1)과 같이 표현된다.

$$s(t) = \text{Re}\{a(t)\exp[j(\omega_c t + \theta(t))]\} \quad (1)$$

16-QAM 신호의 기저대역 변조 신호의 신호점은

진폭 $a(t)$ 와 위상 $\theta(t)$ 에 의해서 결정된다. 동상 성분 $I = a(t)\cos(\theta)$ 로 주어지고 역상 성분 $Q = a(t)\sin(\theta)$ 로 주어진다[2].

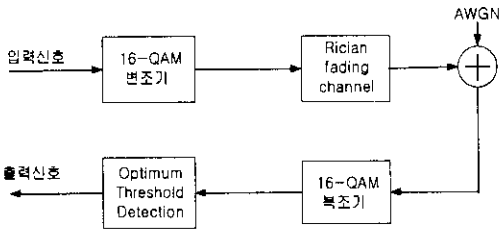


그림 1. 해석 모델

16-QAM 신호 배치도를 아래 그림 2에 나타내었다. I, Q축 모두 $\pm d/2, \pm 3d/2$ 4개의 신호 레벨을 가지며 동상의 threshold 레벨은 $0, \pm d$ 이다[1].

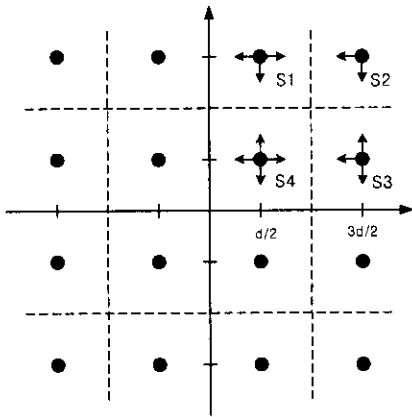


그림 2. 16 Square-QAM 신호 배치도

위 그림에서 신호점의 화살표는 각각의 신호점이 발생할 수 있는 예리를 나타낸다.

2. 채널 모델

주파수 비선택성 페이딩이라고 가정하면 신호 구간과 비교해서 페이딩은 매우 느리게 변화하기 때문에 수신된 신호 진폭이 한 신호 구간 T_s 동안 일정하고 송신단과 수신단 사이에 경로 손실이 없다고 가정한다. 따라서 수신 신호 전력과 송신 신호 전력의 관계는 아래 식 (2)와 같다.

$$P_{RX} = P_{direct} + P_{diffuse} \quad (2)$$

$$= A^2 P_{TX} + P_{diffuse}, \quad 0 \leq A^2 \leq 1$$

여기서, $A^2 P_{TX}$ 는 직접파 신호 전력이다.

위 식으로부터 $A = \sqrt{\frac{K}{K+1}}$ 의 관계식을 유도할 수

있다[1]. K 는 Rician factor이며 직접파 신호 전력 대 반사파 신호 전력의 비로 정의되며 짧은 구간의 무선 채널의 성질을 이해하는데 매우 중요하다. 직접파 신호 전력이 클수록 페이딩의 영향을 덜 받고 반사파 신호 전력이 클수록 수신된 신호 포락선은 Rayleigh 분포에 가까워진다[2].

LOS와 반사파 성분이 동시에 수신되는 신호의 페이딩 포락선은 Rician 분포를 한다.

Rician 페이딩에 의해 열화된 수신 신호 포락선의 확률밀도함수는 식 (3)과 같이 표현된다[5].

$$f(R) = \frac{R}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2 + A^2 R_0^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{R A R_0}{\sigma^2}\right) \quad (3)$$

여기서, R : 수신된 신호 포락선 진폭,

$I_0(\cdot)$: 수정된 0차 제1종 베셀 함수,

$(A R_0)^2/2$: 직접파 성분 신호 전력,

σ^2 : 반사파 신호 전력.

정규화된 신호 진폭 $r (= \frac{R}{R_0})$ 에 대한 Rician 페이딩 확률밀도함수는 그림 3과 같다.

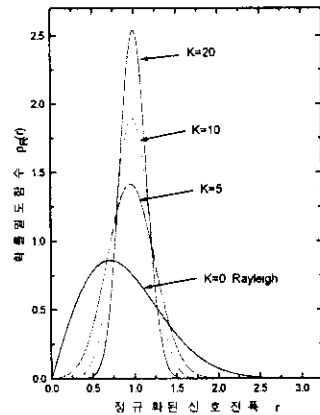


그림 3. Rician 분포의 확률밀도함수

그리고 잡음은 협대역 가우시 잡음 $n(t)$ 로서 나타내고 아래의 식 (4)와 같이 표현된다.

$$n(t) = n_c \cos(\omega_c t) - n_s \sin(\omega_c t) \quad (4)$$

$n(t)$ 는 동상 성분(n_c)과 역상 성분(n_s)으로 나눌 수 있고, 확률밀도함수는 각각 평균이 0이고, 분산이 σ_n^2 인 가우시 확률밀도함수이다[4].

III. 성능 해석

산란된 파의 수가 충분히 많고 $i \cdot i \cdot d$ 라고 가정하면 중앙극한정리(central limit theorem)에 의해 I,

Q 채널은 가우시안 분포를 가지나 우세한 신호성분으로 인해 zero mean은 아니다. 해석 모델에서 알 수 있듯이 Rician 페이딩 I, Q 성분은 채널의 근사화된 가우시안 밀도함수와 AWGN의 가우시안 밀도함수가 서로 더해진 형태이고 합성된 확률밀도함수도 역시 가우시안 분포이다. 그리고 그들의 평균과 분산은 각각의 평균과 분산의 합과 같다. 따라서 Rician 페이딩에 의해 열화되고 협대역 가우시안 잡음이 더해져 수신된 16-QAM 신호의 I 채널이나 Q 채널의 신호는 직접파 성분이 평균값에 해당하는 가우시안 분포를 한다. I 채널의 송신 신호가 $d/2, 3d/2$ 인 경우에 페이딩의 영향을 받아 최종적으로 수신된 I 채널의 수신 신호의 확률밀도함수를 각각 $p_1(z), p_2(z)$ 라고 하면 아래 식 (5.a), (5.b)와 같이 표현된다.

$$p_1(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_1^2 + \sigma_n^2)}} \exp\left[-\frac{(z - Ad/2)^2}{2(\sigma_1^2 + \sigma_n^2)}\right] \quad (5.a)$$

$$p_2(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_2^2 + \sigma_n^2)}} \exp\left[-\frac{(z - 3Ad/2)^2}{2(\sigma_2^2 + \sigma_n^2)}\right] \quad (5.b)$$

위 식의 I 채널에 대한 확률밀도함수가 아래 그림 4에 나타나 있다. σ_2 의 진폭이 σ_1 의 진폭보다 3배 크기 때문에 반사파의 전력 비는 $\sigma_1^2 = \frac{1}{9}\sigma_2^2$ 의 관계를 가진다.

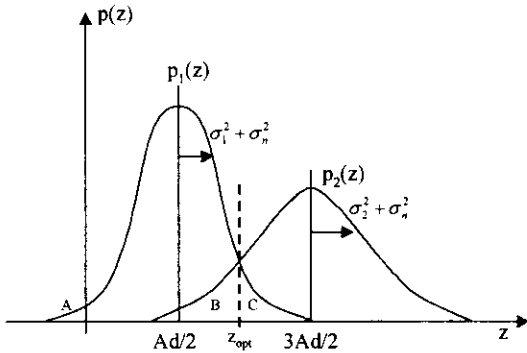


그림 4. 수신 신호의 I 채널의 확률밀도함수 두 확률밀도함수의 교점을 I 채널로 나타낸 값이 최적 검파 레벨이 되고 위의 식 (5.a)와 식 (5.b)를 같게 놓고 최적 검파 레벨 z_{opt} 를 구할 수 있다.

$$z_{opt} = \left[\frac{A}{8} \left(3 - \frac{5(K+1)}{\gamma} \right) + \sqrt{z_1 + z_2 + z_3 z_4} \right] d \quad (6)$$

$$\text{여기서, } z_1 = A^2 \left\{ \frac{9}{64} - \frac{15(K+1)}{32\gamma} + \frac{25(K+1)^2}{64\gamma^2} \right\},$$

$$z_2 = \frac{5K}{4\gamma},$$

$$z_3 = \frac{9}{32(K+1)} + \frac{25}{16\gamma} + \frac{25(K+1)}{32\gamma^2},$$

$$z_4 = \ln \sqrt{\frac{\frac{81}{(K+1)} + \frac{45}{\gamma}}{\frac{9}{(K+1)} + \frac{45}{\gamma}}}$$

$$z_{opt} = Z d. \quad (7)$$

여기서, γ 는 평균 반송파 전력 대 평균 잡음 전력 비 (CNR)이고 K는 직접파 전력 대 반사파 전력 비이다.

그림 4에서 알 수 있듯이 $p_1(z)$ 곡선은 판정 레벨인 0과 z_{opt} 를 벗어나면 에러가 발생하고 $p_2(z)$ 곡선은 판정 레벨 z_{opt} 보다 적으면 에러가 발생한다. 따라서 최적 검파 레벨 하에서 에러 확률은 아래와 같이 각 면적(A, B, C)을 구하면 된다.

$$P_{1A} = \int_{-\infty}^0 p_1(z) dz \quad (8.a)$$

$$P_{1B} = \int_{-\infty}^{z_{opt}} p_2(z) dz \quad (8.b)$$

$$P_{1C} = \int_{z_{opt}}^{\infty} p_1(z) dz \quad (8.c)$$

16-QAM 신호는 신호점이 대칭적이기 때문에 I 채널과 Q 채널의 에러 확률이 동일하다. 그림 3에서 각각의 화살표가 에러가 생길 경우이므로 모두 더해 주면 1 사분면의 에러 확률이 되고, I, Q채널이 동일하므로 식 (8)을 적용하여 구하면 다음과 같다.

$$P_{1E} = P_{1A} + P_{1B} + P_{1C} = 4(P_{1A} + P_{1B} + P_{1C}) \quad (9)$$

그리고 평균 심볼 에러 확률식은 아래와 같다.

$$P_E = \frac{4}{16} P_{1E} = P_{1A} + P_{1B} + P_{1C}$$

I, Q 채널로 서로 중복된 부분을 빼주면 Rician 페이딩과 AWGN 하의 최종적인 평균 심볼 에러 확률은 식 (10) 처럼 표현된다.

$$P_{EQAM} = P_E - \frac{P_E^2}{4} \quad (10)$$

일반적이고 설계가 용이하며 오류정정 능력이 우수한 BCH 부호화 기법을 적용했을 때의 신호 성능은 다음과 같이 구할 수 있다. BCH(n, k, t)로 나타내며 k는 전체 n 비트 중 코드화된 비트 수이고 t는 n 비트 내에서 에러를 정정할 수 있는 최대 비트 수를 나타낸다. BCH 코드를 적용한 detector의 심볼 에러 확률식은 아래 식과 같이 나타난다[4].

$$P_{EBCH} = \frac{1}{n} \sum_{j=t+1}^n j \binom{n}{j} P_E^j (1 - P_E)^{n-j} \quad (11)$$

여기서, t는 에러정정 가능한 비트 수이고 P_E 는 채널 심볼 에러 확률로서 앞에서 구한 식 (10)을 대입하면 구할 수 있다.

IV. 검토 및 앞으로의 연구 방향

AWGN과 Rician 페이딩이 혼재하는 채널에서 16 Square-QAM 신호에 대해서 AWGN과 Rician 페이딩을 모두 고려한 OTD의 에러 성능(굵은 선)을 수치 계산하여 기존의 Rician 페이딩만 고려한 OTD의 에러 성능(가는 선)과 비교하여 그림 5, 6, 7에 나타내었다. 그림 5는 Rician 페이딩 depth K 값에 따른 에러 성능을 비교하고 있다. K 값이 커질수록 에러 성능이 개선됨을 알 수 있다. 그림 6에는 일정 K 값에 대해 t 값의 변화에 따른 에러 성능을 그리고 그림 7은 일정 t 값에 대해 K 값의 변화에 따른 에러 성능을 나타내었다.

그림에서 비교적 낮은 CNR에 대해서는 본 논문에서 제안한 방법의 에러 성능이 Rician 페이딩만 고려한 OTD의 에러 성능보다 우수하며, BCH 코딩을 적용했을 경우, 현저한 에러 성능 개선이 나타남을 알 수 있었다. 그리고 잡음의 영향을 무시할 수 있는 높은 CNR에서는 Rician 페이딩만을 고려한 OTD의 에러 성능과 동일하였다.

Square-QAM 보다 페이딩에 강한 특성을 가지는 Star-QAM에 대한 성능 해석과 성능 개선 기법으로서 다이버시티 기법을 적용하여 얼마정도의 개선 효과가 있는지를 비교 검토하겠다.

참고문헌

1. Eon Gon Kim, Bong Jin Ko, Chung Yul Choi, and Sung Joon Cho, "Performance of 16 QAM with Optimum Code Mapping and Optimum Threshold Detection in Rician fading channel," *IEEE Vehc. Technol. Conf.*, Atlanta, USA, pp. 993-997, April 1996.
2. W.T. Webb and L. Hanzo, *Modern Quadrature Amplitude Modulation*, Pentech Press, 1994.
3. J.B. Andersen, T.S. Rappaport, and S. Yoshida, "Propagation Measurements and Models for Wireless Communications Channels," *IEEE Communications Magazine*, Jan. 1995.
4. B. Sklar, *Digital Communications Fundamentals and Applications*, Prentice Hall, 1988.
5. J.D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, Pentech Press, 1991.

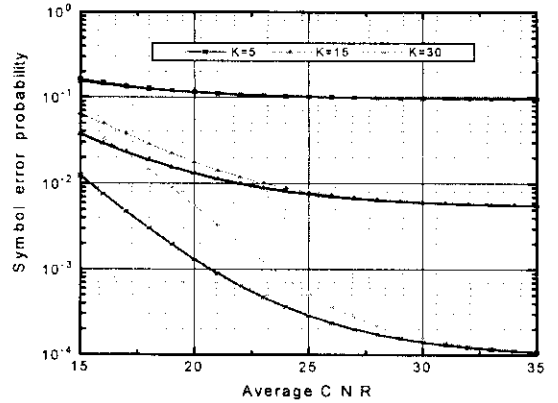


그림 5. Rician 페이딩에서의 16-QAM 신호의 성능

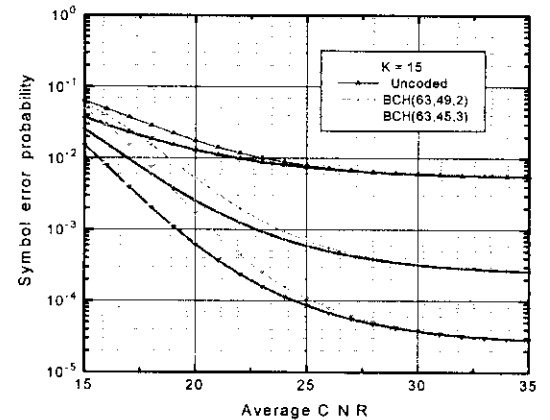


그림 6. Rician 페이딩에서 BCH 부호의 부호율에 따른 16-QAM 신호의 성능

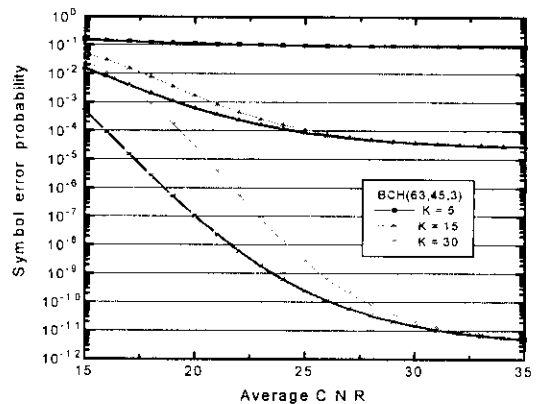


그림 7. Rician 페이딩에서 Rician 페이딩 depth K 값에 따른 16-QAM 신호의 성능