

# 라이시안 페이딩 환경에서 최적 검파 기법을 사용한 길쌈 부호화된 16 QAM 신호의 성능 해석

전경배<sup>\*</sup> · 정석윤<sup>\*</sup> · 김언곤<sup>\*</sup>

<sup>\*</sup>한밭대학교 정보통신전문대학원 정보통신공학과

## Performance Analysis of Convolution coded 16 QAM signal with Optimum Threshold Detection in Rician Fading Environments

Gyung-bai Jyun<sup>\*</sup> · Souk-yoon Joung<sup>\*</sup> · Eon-gon Kim<sup>\*</sup>

<sup>\*</sup>Dept. of Inform. & Comm. Eng., Graduate School of Inform. & Comm.,

<sup>\*</sup>HANBAT National University

E-mail : gbjun1@nate.com

### 요 약

본 논문에서는 라이시안 페이딩 환경에서 최적 검파 기법을 적용한 길쌈 부호화된 16 QAM 신호의 오류 성능을 해석하였다.

라이시안 페이딩 환경에서 길쌈 부호화 기법을 채용한 16 QAM 신호의 성능을 기존의 검파 기법을 이용하여 분석하고, 페이딩의 크기와 부가되는 잡음 변화에 따라 수신 검출 레벨을 조정하는 기법을 사용하여 성능의 개선 정도를 해석하였다.

분석의 결과로서 라이시안 페이딩의 크기와 잡음의 변화와 특성에 따라 수신 검출 레벨을 조정함으로써 이동 무선 데이터 통신 채널 환경을 극복할 수 있는 성능 개선 효과가 있음을 확인 하였다.

### ABSTRACT

In this paper, we analyzed the error rate Performance of Convolution coded 16 QAM signal with Optimum Threshold Detection in Rician Fading Environments.

The performance of 16-QAM signal with CTD (conventional threshold detection) which employs convolution coding technique was analyzed and the performance improvement of convolution coded 16-QAM signal with OTD (optimum threshold detection) which is varied according to fading parameter "K" and AWGN in Rician Fading channel was simulated.

As a result of analysis, it was shown the effect of performance improvement to overcome the environment of mobile radio data communication channel.

### 키워드

16 QAM, Rician fading, Optimum Threshold Detection

### 1. 서 론

개인 휴대 통신 채널을 이론적으로 모델링하여 고효율 변조 방식인 16 QAM 시스템의 적용을 위한 성능 개선 기법을 제안하고 이의 성능 개선 정도를 기존의 성능 개선 기법만을 도입하였을 때와 비교 분석하여 최적의 시스템 구현 방안을

제시 하고자 한다.

이를 위해 개인 휴대 통신 채널 특성에 대한 분석을 수행하여 16 QAM 시스템의 열화 요인을 파악하여 성능 개선의 방법을 도출하고자 한다.

본 논문에서는 16 QAM 신호를 느리고 평탄

한 라이시안 페이딩 채널 환경에서 시뮬레이션을 수행하고 오율결과의 비교, 성능을 해석하고, 최적 검파 기법을 사용 하였을 때의 성능 개선의 정도를 해석 하고자 한다.

다음으로 길쌈 부호화 기법과 viterbi 복호화 기법을 적용하여, 라이시안 페이딩 채널에서 16 QAM 신호의 오율 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 성능을 해석하고, 최적 기법을 사용한 경우에 대해 시스템에 미치는 성능 개선의 정도를 분석한다.

II. 본 론

1. 해석 모델

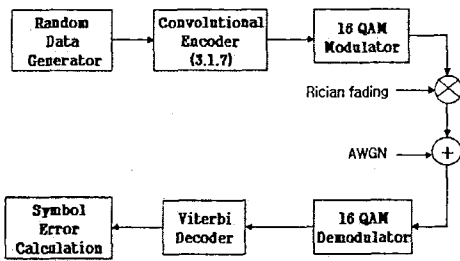


그림 1 시뮬레이션 블록도

위의 그림 1은 본 논문에서 사용한 16 QAM 시스템의 구성도로서 MATLAB을 사용하여 시뮬레이션을 수행하였다.

랜덤 데이터 발생기(random data generator)에서 발생되는 데이터는 20비트의 블록으로 구성되어 1/3 Convolutional 부호기를 통과하게 된다. 이때, Convolutional 부호기의 메모리 초기 상태는 0으로 되어 있고, 1/3 Convolutional 부호기를 통과한 60비트는 직/병렬 변환기를 거쳐 I, Q 채널 신호로 나뉘어지고, 16 QAM 변조 단에서 변조되어 전송된다. 16 QAM 변조된 신호는 직접파와 반사파가 혼재하는 라이시안 페이딩(Rician fading) 과 AWGN이 부가되어 송신신호가 열화되어 수신된다.

라이시안 페이딩과 AWGN에 의해 열화된 수신 신호는 16 QAM 복조 단에서 I, Q채널로 각각 분리, 복조되고 이렇게 분리된 I, Q채널의 기저대역 수신 신호는 레벨 검출기(threshold detector)에서 디지털 데이터로 변환된다. 이때 레벨 검출기의 검파 레벨은 기존의 검파 기법과 최적 검파 기법을 각각 사용하여 성능을 비교한다. 복원된 I, Q채널의 비트는 병/직렬 변환기를 통과하여 Viterbi 복조기에 입력된다. Viterbi 복조기에서는 강판정 복조기를 사용하고 최소 해밍 거리(minimum Hamming distance)에 의해 복원

출력 된다. 이 출력 신호와 송신신호를 비교하여 최종 오율을 검출하게 된다.

2. 라이시안 페이딩 채널

수신된 신호가 다중경로 페이딩의 영향을 받아 반사파와 직접파 성분으로 구성되어 있다면, 수신된 신호의 진폭은 아래의 수식과 같은 라이시안 확률밀도 함수를 가지며, 이 페이딩을 라이시안 페이딩이라 부른다.[1]

$$p(\gamma) = \frac{\gamma}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\gamma^2 + D^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{\gamma D}{\sigma^2}\right) \quad (1)$$

- 단,  $\sigma^2$  : 반사파 전력
- $D^2/2$  : 직접파 전력
- $I_0(\cdot)$  : 0차의 제1종 변형 베셀 함수

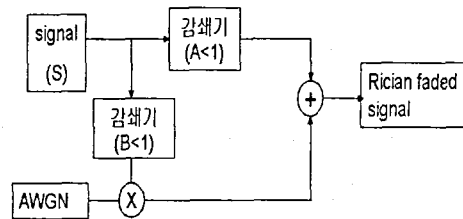


그림 2. 라이시안 분포 블록도

라이시안 페이딩 채널에서 페이딩의 심도를 나타내는 직접파대 반사파 전력비는 다음과 같이 정의된다.

$$K = D^2/2\sigma^2 \quad (2)$$

또한 식(1)의 정규화된 신호 진폭 r에 대한 라이시안 페이딩의 확률 밀도 함수 p(r)은 식 (3)과 같고 라이시안 분포 곡선은 다음 그림 (3)과 같다.

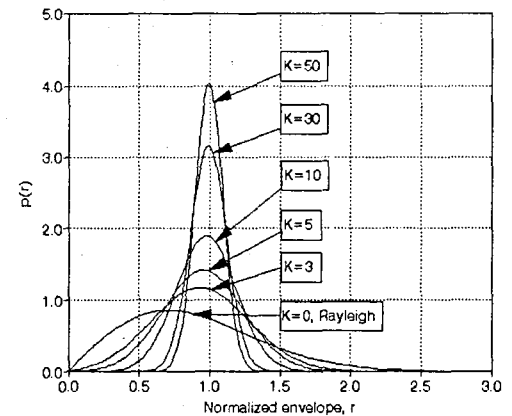


그림 3. 라이시안 분포 곡선

$$p(r) = 2r(K+1) \exp\{-K - r^2(K+1)\} \cdot I_0(2r\sqrt{K(K+1)}) \quad (3)$$

단,  $r = \sqrt{\gamma/\Gamma}$  : 정규화된 신호 진폭

### 3. 길쌈 부호화

길쌈 부호화는 블록 단위로 부호화가 실행되며, 과거의 정보 블록이 기억 소자에 의해 현재의 정보 블록에 영향을 미치기 때문에 구조는 복잡하지만 오류정정능력이 우수하고 AWGN 채널에서 오류 정정 능력이 특히 우수하다.[2] 본 논문에서는 XOR 연산자와 6개의 레지스터들로 구성되고 부호율은 1/3이고, 구속장이 7인 길쌈부호기를 사용한다.

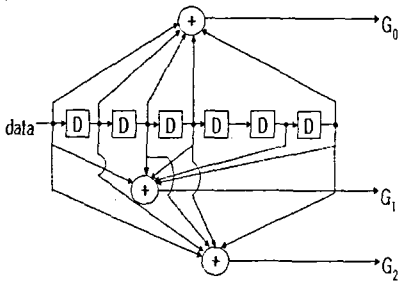


그림 4. 길쌈 부호화 (R=1/3, Q=7)

길쌈 부호의 생성 다항식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} G_0(D) &= 1 + D + D^2 + D^3 + D^6 \\ G_1(D) &= 1 + D^2 + D^3 + D^5 + D^6 \\ G_2(D) &= 1 + D + D^2 + D^3 + D^6 \end{aligned} \quad (4)$$

### III. 오울 해석

#### 1. 라이시안 페이딩 채널에서 기존의 검파 기법 (CTD)을 사용한 16 QAM 신호의 오울 해석

라이시안 페이딩에 의해 열화 되고 잡음이 부가되어 수신된 16 QAM 신호의 I-채널이나 Q-채널의 신호는 직접파 성분이 평균값에 해당되는 가우스 분포를 한다. 즉, I-채널의 송신 신호가 16 QAM 격자도의 1상환에 존재하는 경우에 I-채널의 수신 신호의 확률밀도 함수,  $P_1(z)$ 와  $P_2(z)$ 는 다음과 같이 표현된다.[3]

$$P_1(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_n^2 + \sigma_1^2)}} \exp\left\{-\frac{(z - (A \cdot d/2))^2}{2(\sigma_n^2 + \sigma_1^2)}\right\} \quad (5)$$

$$P_2(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_n^2 + \sigma_2^2)}} \exp\left\{-\frac{(z - (A \cdot 3d/2))^2}{2(\sigma_n^2 + \sigma_2^2)}\right\} \quad (6)$$

단,  $\sigma_1^2, \sigma_2^2$  : 반사파 전력

$\sigma_n^2$  : 잡음 전력,  $A$  : 감쇄 계수

결국 페이딩에 의해 열화 되고 잡음이 부가되어 수신된 I-채널의 확률 밀도함수는  $p(z)=p(x+n_c)$ 인 가우스 분포를 따른다. 여기에서 감쇄 계수  $A$ 와 직접파 대 반사파 계수  $K$ 와의 관계는 다음과 같다.

$$A = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \quad (7)$$

각각의 I-채널과 Q-채널의 신호 성분은 서로 독립적이다. 복호과정에서의 오울성능을 평가하는 신호레벨은 송신된 16 QAM 신호의 I-채널과 Q-채널에서 신호의 송신 레벨이  $d/2$ 인 경우에 스톱 쉬 홀드 레벨이 각각 0과  $D$ 이고,  $3d/2$ 인 경우에는 스톱 쉬 홀드 레벨이  $D$ 라고 하면 I-채널이나 Q-채널에서의 오울 해석은 동일하며 I-채널에서 에러가, 발생할 수 있는 경우는 모두 세 가지인데 이것은 다음 식과 같다.[4]

$$\begin{aligned} P_{IF1} &= \int_{-\infty}^0 p_1(z) dz \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\Gamma K}{10(K+1)+\Gamma}}\right) \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} P_{IF2} &= \int_{-\infty}^d p_2(z) dz \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{9\Gamma K}{10(K+1)+\Gamma}}\right) - \left(\sqrt{\frac{4\Gamma(K+1)}{10(K+1)+\Gamma}}\right) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} P_{IF3} &= \int_d^{-\infty} p_3(z) dz \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{4\Gamma(K+1)}{10(K+1)+\Gamma}}\right) - \left(\sqrt{\frac{\Gamma K}{10(K+1)+\Gamma}}\right) \end{aligned} \quad (10)$$

단,  $\Gamma$  : 평균 신호 대 잡음 전력비

$K$  : 직접파 대 반사파 전력비

Q-채널에서의 오울을 각각  $P_{QF1}, P_{QF2}, P_{QF3}$  이라고 하면, I-채널과 Q-채널은 서로 독립이므로 두 채널의 오울은 같고, 평균 오울식은 다음과 같다.

$$P_{EF} = P_{IF1} + P_{IF2} + P_{IF3} \quad (11)$$

$$P_{EF} = P_{EF} - \frac{1}{4} P_{EF}^2$$

2. 최적 검파 (OTD : Optimum Threshold Detection)

개인 휴대 통신 채널을 통해 열화된 수신 신호의 진폭은 라이시안 확률밀도 함수로 특성되어지는 채널 환경에서는 페이딩이 송신신호의 전송 속도에 비해 아주 천천히 변하므로 수신 신호 진폭은 한 신호 폭 동안 일정하다고 가정된다. 또한 복조 단에서의 수신 신호는 I-채널과 Q-채널의 신호로 나누어져 복조가 이루어지는 직교 복조(Quadrature demodulation) 방식을 사용하게 된다.[5]

이 때 각각의 I-채널과 Q-채널의 신호성분은 독립이다. 따라서 라이시안 페이딩에 의해 열화된 수신신호의 I-채널 신호성분의 확률 밀도 함수는 다음과 같은 분포를 한다.

$$p_{RI}(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{RI}^2}} \exp\left\{-\frac{(z-z_d)^2}{2\sigma_{RI}^2}\right\} \quad (12)$$

따라서 송신된 16 QAM 신호의 I-채널 신호성분이  $d/2$  와  $3d/2$  일 때, 라이시안 페이딩에 의해 열화된 수신 신호의 I-채널 신호 성분들의 확률 밀도 함수는 각각 다음과 같다.

$$p_1(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_1^2}} \exp\left[-\frac{\left(z-A\frac{d}{2}\right)^2}{2\sigma_1^2}\right], \quad (13)$$

$$p_2(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_2^2}} \exp\left[-\frac{\left(z-A\frac{3d}{2}\right)^2}{2\sigma_2^2}\right] \quad (14)$$

라이시안 페이딩 환경에서 잡음이 들어간 경우의 확률 밀도 함수는 각각 다음과 같다.

$$p_1(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_1^2 + \sigma_n^2)}} \exp\left[-\frac{\left(z-A\frac{d}{2}\right)^2}{2(\sigma_1^2 + \sigma_n^2)}\right], \quad (15)$$

$$p_2(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_2^2 + \sigma_n^2)}} \exp\left[-\frac{\left(z-A\frac{3d}{2}\right)^2}{2(\sigma_2^2 + \sigma_n^2)}\right] \quad (16)$$

각각의 신호는 채널상에서 AWGN이 부가되어 최종 수신 신호의 확률밀도함수는 다음과 같다.

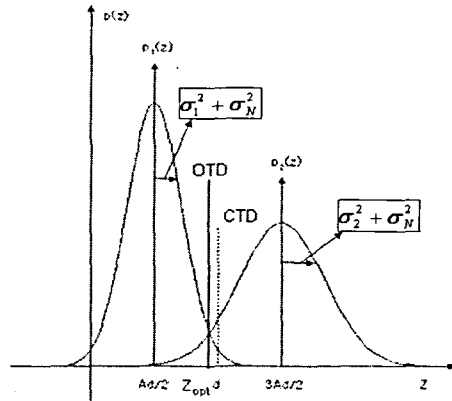


그림 5 수신 16 QAM 신호의 I-성분의 확률밀도 함수

그림 5로부터 수신 신호의 I-채널 신호 성분에 대해 기존의 검파 시 송신 I-채널의 중심 레벨인  $d$ 를 검파 레벨로 설정하여 사용하였다. 그러나 개인 휴대통신 환경인 라이시안 페이딩 채널에서는 페이딩의 정도가 신호 점의 크기에 따라 그림 1에서 보인 바와 같이 달라지므로 두 수신 신호의 I-채널 신호 진폭의 확률밀도함수  $p_1(z)$ 와  $p_2(z)$ 가 I 축 상에서 교차하는 레벨을 검출 레벨로 정하면 우수한 수신 오류 성능을 보일 수 있다.

다음 식은 이러한 채널 환경에서의 최적 검파를 구한 것이다.

$$z = \left(\frac{3}{16(1+K)} - \sigma_n^2\right) 2\sqrt{K(1+K)}d + d \left\{ \left(\frac{3}{8(1+K)} - 2\sigma_n^2\right)^2 K(1+K) + 8K\sigma_n^2 + \frac{[1+16\sigma_n^2(1+K)][9+16\sigma_n^2(1+K)]}{64(1+K)} \right\}^{\frac{1}{2}} \cdot \ln \sqrt{\frac{9+16\sigma_n^2(1+K)}{1+16\sigma_n^2(1+K)}} \quad (17)$$

IV. 시뮬레이션 해석 및 결과

본 논문에는 라이시안 페이딩 환경에서 길쌈 부호화 기법을 채용한 16 QAM 신호의 성능을 기존의 검파 기법을 이용하여 분석한 경우와 최적 검파기법을 사용하는 경우에 대한 16 QAM 신호의 오류율을 유도하고 성능을 시뮬레이션 해석 하였다.

16 QAM 신호의 오류 해석과 시뮬레이션 실험 측정 오류를 비교하고 파라미터로 반송파 전력 대 잡음 전력비 (CNR). 직접파 대 반사파 전력

비 (K), 부호율 (R=1/3), 구속장 (Q=7)를 계수로 하여 이론 계산한 시뮬레이션 해석 결과를 그림 6에서 8 까지 나타내었다.

그림 6은 라이시안 페이딩 환경에서 길쌈 부호화 된 16 QAM 신호의 기존 검파시의 오율 특성을 나타낸 것이다.

K=6[dB]에서는 페이딩의 영향이 심해 전반적으로 성능이 열화 됨을 알 수 있었으며, K=9[dB] 일 때에는 CNR=22[dB], K=12[dB] 일 때에는 CNR=19[dB], 및 K=15[dB]일 때에는 CNR=18[dB]에서부터 음성 통신에 필요한 오율( $10^{-3}$ ) 이하의 오율성능을 보이고 있다.

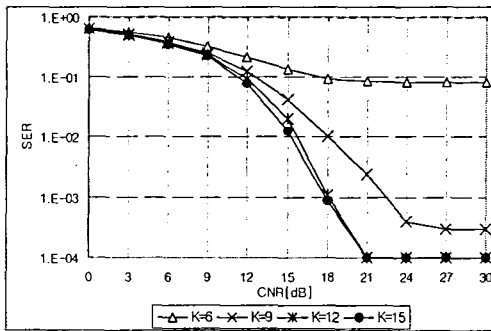


그림 6 라이시안 페이딩 채널에서 길쌈부호화 된 16 QAM 신호의 기존 검파시의 오율특성(R=1/3, Q=7)

그림 7은 라이시안 페이딩 채널에서 길쌈부호화 된 16 QAM 신호의 최적 검파시의 오율특성에 대해 나타낸 것이다.

K=6[dB] 경우에는 CNR=20[dB], K=9[dB] 경우에는 CNR=18[dB], 및 K= 12, 15[dB]일 때에는 CNR=16[dB]일 때부터 음성 통신에 필요한 오율( $10^{-3}$ ) 이하의 오율성능을 보이고 있다.

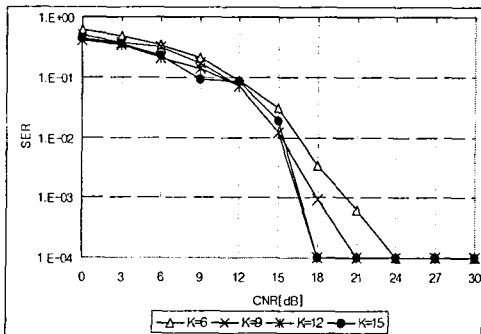


그림 7 라이시안 페이딩 채널에서 길쌈부호화 된 16 QAM 신호의 최적 검파시의 오율특성(R=1/3, Q=7) 그림 8은 라이시안 페이딩 환경하에서 기존의 검파 기법을 사용한 경우와 최적 검파 기법을 사용한 16 QAM 신호의 오율성능을 비교하였다.

기존의 검파 기법을 사용한 경우는 K=6[dB]일 때에는 음성 통신에 필요한 오율( $10^{-3}$ )의 오율조차

내지 못하였으나 최적 검파 기법을 사용한 경우는 CNR=20[dB]에서 오율( $10^{-3}$ )의 오율성능을 보이고 있다. 또한 기존 검파 기법을 사용한 경우 K=9, 12, 및 15[dB]일 경우의 음성 통신 오율( $10^{-3}$ )에 도달한 오율성능보다 최적 검파 기법을 사용한 경우의 오율 성능이 각각 5[dB], 2[dB], 및 2[dB]의 이득이 있음을 알 수 있었다.

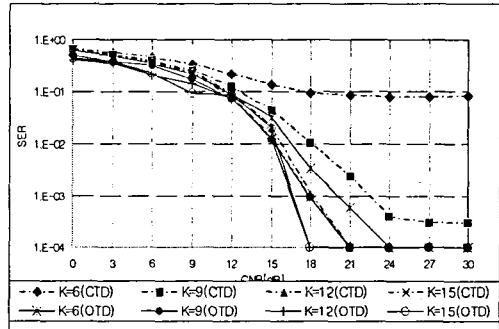


그림 8 라이시안 페이딩 채널에서 길쌈부호화 된 16 QAM 신호의 기존 검파를 사용한 경우와 최적 검파 기법을 사용한 오율특성 비교(R=1/3, Q=7)

따라서 본 시뮬레이션 해석을 통하여 본 결과 페이딩이 심할수록 최적 검파 기법의 성능 개선 정도가 기존의 검파 기법에 비해 우수함을 알 수 있었다.

## V. 결론

본 논문에서는 라이시안 페이딩 환경에서 길쌈 부호화 기법을 채용한 16 QAM 신호의 성능을 기존의 검파 기법을 이용하여 분석하고, 페이딩의 크기와 부가되는 잡음 변화에 따라 수신 검출 레벨을 조정하는 기법을 사용하여 성능의 개선 정도를 해석하였다.

분석의 결과로서 라이시안 페이딩의 크기와 잡음의 변화에 따라 수신 검출 레벨을 조정하는 최적 검파 기법을 사용함으로써 기존 검파 기법에 비해 이동 무선 데이터 통신 채널 환경을 극복할 수 있는 성능 개선 효과가 있음을 확인 하였다.

## 참고문헌

- [1] 김언곤, "다중 반송파 방식 분석 및 개선에 관한 연구" 한국 전자통신 연구원, 1997
- [2] Bernard Sklar, "Digital Communications", pp. 454-457, 2003.
- [3] E. G. Kim, B. J. Ko, C. Y. Choi, and S. J. Cho, "Performance of 16 QAM signal with Optimum threshold Detection and SC Diversity Reception in Rician Fading

Channel in the Presence of channel Rayleigh Interference," Proceedings of International Conference on Personal, Mobile Radio and Spread Spectrum Communications (ICPMSC '94), Beijing, China, pp. 88-93, Oct 1994

- [4] 김언곤, 주윤환, 조성준, "라이시안 페이딩 통신로에서 튼 간섭을 받지 않는 BCH 부호화된 16 QAM 신호의 오율 해석," 한국 전자파학회 종합 학술대회 발표회 논문집, pp. 237-242, 1995.
- [5] 김재석, 조용수, 조중휘, "이동통신용 모뎀의 VLSI 설계." pp. 35, 223-224. 2002