페이딩 채널에서 최대비 합성 다이버시티 기법과 길쌈 부호화 기법을 채용한 16 QAM 신호의 수신 성능 개선에 관한 연구

A Study on Performance Improvement of Convolution coded 16 QAM Signal Reception with Maximum ratio combining Diversity in Fading Channel

이호영* 김언곤**

Lee, Ho-Young **Kim, Eon-Gon**

Abstract

In this paper, we analyzed the error rate performance of convolution coded 16 QAM signal with Optimum Threshold Detection with maximum ratio combining diversity 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.

1. 서 론

오늘날 이동통신은 고도 정보화 사회로 발전해 나아가는 데 있어서 중요한 역할을 담당하고 있다. 이동통신시스템이 추구하고 있는 주목적은 사용자가 언제, 어디서나, 누구와도 통화가 가능하도록 하기 위하여 가입자가 무선을 매체로 전체 통신망의 기능을 활용할 수 있도록 하는 데 있다. 이러한 요구를 만족하기 위해 주파수 효율성증대 및 높은 통신 용량 변조 기법의 복합화와, 주파수 효율을 위해 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing), CDMA(Code Division Multiple Access) 방식 등을 채택하고 있으며 통신 용량 증대를 위해 16 QAM(16 Quadrature Amplitude modulation), 64 QAM 등을 적용하고 있다. [1]

그러나 실시간으로 고속으로 신호를 보내기 위해 비트율을 높이면 주파수효율이 떨어지기 때문에 주파수 효율을 높이기 위해서 여러 변조 방식을 쓸 수 있는 변조방식인 다치 변조 기법을 쓰게 된다. 그러나 다치 변조 기법은 페이딩에 취약하여 성능 개선이 요구된다. [2]

따라서, 본 논문에서는 개인 휴대 통신 채널을 이론적으로 모델링하여 고효율 변조 방식인 16 QAM 시스템의 적용을 위한성능 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 파악하

† 책임저자 : 비회원, 국립한밭대학교 정보통신전문대학원 정보통신공학전공
E-mail :guyguyy@nate.com
TEL : 010-9340-5900 FAX : (042)821-1378
* 비회원, 국립한밭대학교 정보통신전문대학원 정보통신공학전공
** 비회원, 국립한밭대학교 정보통신컴퓨터공학부 교수

여 성능 개선의 방법을 도출하고자 한다.

본 논문에서는 16QAM 신호를 직접파와 간섭파가 혼재하는 라이시안 페이딩 채널 환경에서 시뮬레이션을 수행하고 최대비 합성 다이버시티를 사용하고 부호화 기법으로 길쌈(Convolution)부호화 기법을 채용한 경우 오율결과의 비교, 성능을 해석하고. 최적 검파 기법을 사용 하였을 때의 성능 개선의 정도를 시뮬레이션 해석 하고자 한다.

2. 본 문

2.1. 해석 모델

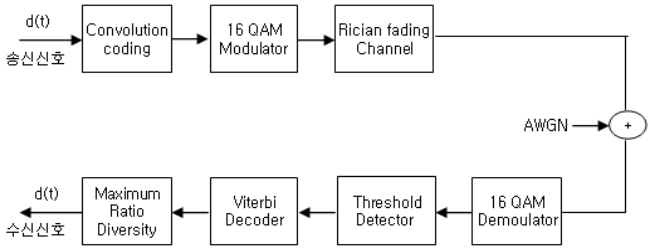

그림 1. 라이시안 페이딩 환경에 최대비 합성 다이버시티를 사용하여 최적검파 기법을 적용한 길쌈 부호화 된 16 QAM신호의 해석 모델

송신 데이터는 길쌈 부호기를 통과하게 된다. 이때, 길쌈 부호기를 통과한 데이터는 직/병렬 변환기를 거쳐 I, Q채널 신호로 나뉘어지고, 16 QAM 변조 단에서 변조되어 전송된다. 16 QAM 변조된 신호는 직접파와 반사파가 혼재하는 라이시안 페이딩(Rician fading) 과 AWGN이 부가되어 송신신호가 열화 되어 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 길쌈 복호기에 입력되어 데이터가 복원 출력된다. 이 출력신호는 다시금 최대비 합성 다이버시티를 거치게 되고 그 출력 신호와 송신신호를 비교하여 최종 오율을 검출하게 된다.

2.2 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.[2]

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

단, σ^2 : 반사파 전력

$D^2/2$: 직접파 전력

$I_0(\cdot)$: 0차의 제1종 변형 베셀 함수

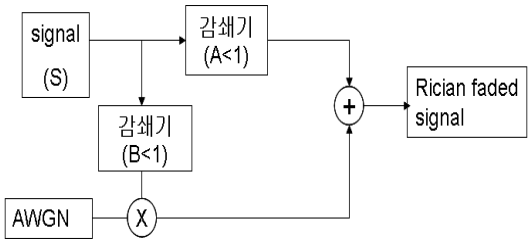

그림 2. 라이시안 분포 블록도

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

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

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.

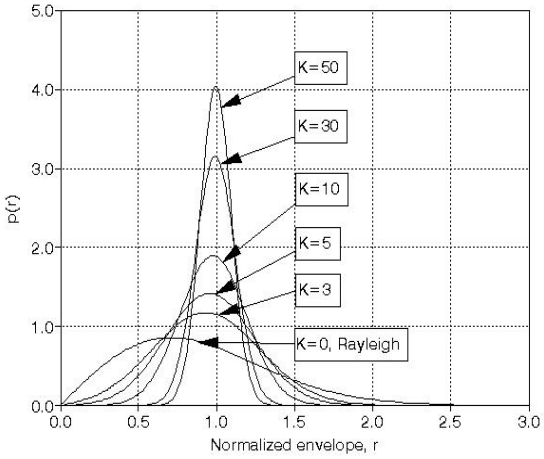

그림 3. 라이시안 분포 곡선

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

단, $r = \sqrt{\gamma/T}$: 정규화된 신호 진폭

2.3 길쌈 부호화

길쌈부호화는 블록 단위로 부호화가 실행되며, 과거의 정보 블록이 기억 소자에 의해 현재의 정보 블록에 영향을 미치기 때문에 구조는 복잡하지만 오류정정능력이 우수여 많이 사용되고 있다.[4][5][6] 전달 함수를 사용하여 비트 오율을 구하고 평균 비트 오율이 최소가 되는 부호를 채택한다. 부호율은 1/2이고 구속장이 5인 길쌈부호기를 사용한다. 길쌈 부호의 생성 다항식은 다음과 같다.

$$G_0(D) = 1 + D^3 + D^4$$
$$G_1(D) = 1 + D + D^3 + D^4 \qquad (4)$$

전달 함수는 다음과 같다.

$$
\begin{aligned}
T(D,N) = {} & D^7N + D^7N^3 + 2D^8N^2 \\
& + 2D^8N^4 + 2D^9N^3 + 4D^9N^5 \\
& + D^{10}N^2 + 6D^{10}N^4 + 8D^{10}N^6 + \cdots
\end{aligned} \qquad (5)
$$

2.4 라이시안 페이딩 채널에서 기존의 검파 기법(CTD)을 사용한 16 QAM 신호의 오율 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 1상한에 존재하는 경우에 I-채널의 수신 신호의 확률밀도 함수, $P_1(z)$와 $P_2(z)$는 다음과 같이 표현된다.[7]

$$P_1(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_n^2+\sigma_1^2)}} exp \bullet \left\{ -\frac{(z-(A \bullet d/2))^2}{2(\sigma_n^2+\sigma_1^2)} \right\} \qquad (6)$$

$$P_2(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_n^2+\sigma_2^2)}} exp \bullet \left\{ -\frac{(z-(A \bullet 3d/2))^2}{2(\sigma_n^2+\sigma_2^2)} \right\} \qquad (7)$$

단, σ_1^2, σ_2^2 : 반사파 전력

σ_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 A와 직접파 대 반사파 계수 K와의 관계는 다음과 같다.

$$A = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \qquad (8)$$

각각의 I-채널과 Q-채널의 신호 성분은 서로 독립적이다.

복호과정에서의 오율성능을 평가하는 신호레벨은 송신된 16 QAM 신호의 I-채널과 Q-채널에서 신호의 송신 레벨이 d/2인 경우에 스래쉬 홀드 레벨이 각각 0과 D이고, 3d/2인 경우에는 스래쉬 홀드 레벨이 D라고 하면 I-채널이나 Q-채널에서의 오율 해석은 동일하며 I-채널에서 에러가 발생할 수 있는 경우는 모두 세 가지인데 이것은 다음 식과 같다.

$$
\begin{aligned}
P_{IF1} &= \int_{-\infty}^{0} p_1(z)dz \qquad (9) \\
&= \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{\Gamma K}{10(K+1)+\Gamma}}\right) \\
P_{IF2} &= \int_{-\infty}^{d} p_2(z)dz \qquad (10) \\
&= \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{9\Gamma K}{10(K+1)+\Gamma}}\right) - \left(\sqrt{\frac{4\Gamma(K+1)}{10(K+1)+\Gamma}}\right) \\
P_{IF3} &= \int_{d}^{-\infty} p_3(z)dz \qquad (11) \\
&= \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{4\Gamma(K+1)}{10(K+1)+\Gamma}}\right) - \left(\sqrt{\frac{\Gamma K}{10(K+1)+\Gamma}}\right)
\end{aligned}
$$

단, Γ : 평균 신호 대 잡음 전력비

K : 직접파 대 반사파 전력비

Q-채널에서의 오율을 각각 $P_{QF1}, P_{QF2}, P_{QF3}$ 이라고 하면, I-채널과 Q-채널은 서로 독립이므로 두 채널의

오율은 같고, 평균 오율식은 다음과 같다.

$$P_{EF} = P_{IF1} + P_{IF2} + P_{IF3} \qquad (12)$$
$$P_{EF} = P_{EF} - \frac{1}{4}P_{EF}^2$$

2.5 최적 검파 (OTD : Optimum Threshold Detection)

개인 휴대 통신 채널을 통해 열화된 수신 신호의 진폭은 라이시안 확률밀도 함수로 특성 되어지는 채널 환경에서는 페이딩이 송신신호의 전송속도에 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 직교복조(Quadrature demodulation) 방식을 사용하게 된다.[1][2][6]

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

$$p_{RI}(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{RI}^2}} exp\left\{-\frac{(z-z_d)^2}{2\sigma_{RI}^2}\right\} \qquad (13)$$

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

$$p_1(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_1^2}} exp\left[-\frac{\left(z-A\frac{d}{2}\right)^2}{2\sigma_1^2}\right], \qquad (14)$$

$$p_2(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_2^2}} exp\left[-\frac{\left(z-A\frac{3d}{2}\right)^2}{2\sigma_2^2}\right] \qquad (15)$$

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

$$p_1(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_1^2+\sigma_n^2)}} exp\left[-\frac{\left(z-A\frac{d}{2}\right)^2}{2(\sigma_1^2+\sigma_n^2)}\right], \qquad (16)$$

$$p_2(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_2^2+\sigma_n^2)}} exp\left[-\frac{\left(z-A\frac{3d}{2}\right)^2}{2(\sigma_2^2+\sigma_n^2)}\right] \qquad (17)$$

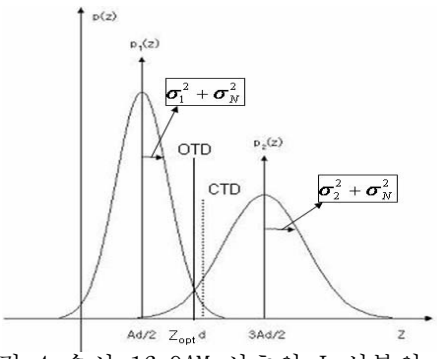

그림.4 수신 16 QAM 신호의 I-성분의 확률 밀도 함수

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

그림 4 로부터 수신 신호의 I-채널 신호 성분에 대해 기존의 검파 시 송신 I-채널의 중심 레벨인 d를 검파 레벨로 설정하여 사용하였다. 그러나 개인 휴대통신 환경인 라이시안 페이딩 채널에서는 페이딩의 정도가 신호 점의 크기에 따라 그림1에서 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 오율 성능을 보일 수 있다.

다음 식은 이러한 채널 환경에서의 최적 검파를 구한 것이다.

$$z=\left(\frac{3}{16(1+K)}-\sigma_n^2\right)2\sqrt{K(1+K)}\,d$$
$$+d\left\{\left(\frac{3}{8(1+K)}-2\sigma_n^2\right)^2K(1+K)+8K\sigma_n^2+\frac{[1+16\sigma_n^2(1+K)][9+16\sigma_n^2(1+K)]}{64(1+k)}ln\sqrt{\frac{9+16\sigma_n^2(1+K)}{1+16\sigma_n^2(1+K)}}\right\}^{\frac{1}{2}} \quad (18)$$

2.6 최대비 합성 다이버시티수신기법에 의한 성능 개선

최대비 합성 다이버시티 기법은 다이버시티 가지 입력의 위상을 모두 동상이 되도록 조정하고 각각의 포락선에 비례한 가중치를 가하여 SN비가 큰 것 일수록 합성 SN비에 기여도가 크게 되도록 합성하는 기법으로 성능이 다른 기법에 비해 우수하다.

라이시안 페이딩 환경에서 최대비 합성 다이버시티 수신시 출력 순시 CNR의 확률밀도 함수는 다음과 같다.[2]

$$p_{MRC}(\gamma)=\left(\frac{K+1}{\Gamma_i}\right)^{\frac{L+1}{2}}\left(\frac{\gamma}{KL}\right)^{\frac{L-1}{2}}$$
$$\cdot\, exp\left(-KL-\frac{(K+1)\gamma}{\Gamma_i}\right) \quad (19)$$
$$\cdot\, I_{L-1}\left(2\sqrt{\frac{K(K+1)L\gamma}{\Gamma_i}}\right)$$

단, γ : 다이버시티 출력 순시신호 대 잡음전력비

Γ_i: 다이버시티 입력 평균신호 대 잡음전력비

$I_L(\bullet)$: L차의 제 1 종 변형 베셀 함수

3. 시뮬레이션 해석 및 결과

본 논문의 성능 해석은 라이시안 페이딩 환경에서 길쌈부호화 기법을 사용하고 최대비 합성 다이버시티 수신기법을 채용하여 성능을 해석하였다. 성능 해석시 직접파 대 반사파 전력비(K), 길쌈 부호화의 유무, 최대비 합성 다이버시티의 유무를 파라미터로 하여 이론 계산한 시뮬레이션 해석 결과를 그림 5에서 8 까지 나타내었다.

그림 5 는 라이시안 페이딩 환경하에서 기존의 검파 기법을 사용한 경우와 최적 검파 기법을 사용한 16 QAM 신호의 오율성능을 비교하였다.

기존 검파시 직접파대 반사파 전력비 K의 변화에서 페이딩의 영향이 심해 전반적으로 성능이 열화 됨을 알 수 있었으며 음성통신에 필요한 오율(10^{-3})에 도달할 수 없는 것을 볼 수 있다. 이것은 최적검파 기법의 필요성을 보여준다.

최적 검파시 직접파대 반사파 전력비 K의 변화에서 K값이 낮을수록 페이딩의 영향이 심함을 볼 수 있다. 길쌈 부호화와 최대비 선택 합성 다이버시티를 사용하지 않았지만 최적 검파 기법을 사용함으로써

K=20에서 26.5[dB], K=30에서 24[dB]에서 음성통신에 필요한 오율에 도달함을 볼 수 있다.

그림 6 는 라이시안 페이딩 환경하에서 길쌈 부호화를 채용하여 기존의 검파 기법을 사용한 경우와 최적 검파 기법을 사용한 16 QAM 신호의 오율성능을 비교하였다. 길쌈 부호만으로도 시스템의 영향이 크게 향상됨을 알 수 있다.

그림 7는 라이시안 페이딩 환경하에서 최적 검파 기법과 길쌈 부호화를 채용하고 최대비 합성 다이버시티의 유무를 가지고 16 QAM 신호의 오율성능을 비교하였다.

최적 검파를 동시한 뒤에 최대비 합성 다이버시티의 성능을 비교 할 수 있다. 여기서 최대비 합성 다이버시티는 낮은 신호전력(k=10, 17[dB])에서도 페이딩의 영향을 최대로 감소시켜주는 특징을 알 수 있다. 하지만 최적 검파를 실시하여도 최대비 합성 다이버시티를 사용하지 않는 경우는 보다 높은 신호전력(K=10, 25[dB])이 공급되어야지만 음성통신에 필요한 오율에 도달함을 알 수 있다. 두 경우를 비교했을 때 최대비 합성 다이버시티는 K=10에서 약 8[dB]의 이득을 가진다.

그림 8는 라이시안 페이딩 환경하에서 길쌈 부호화와 최대비 합성 다이버시티를 채용하고 기존 검파와 최적 검파시의 16 QAM 신호의 오율성능을 비교하였다.

두 경우에서 전부 길쌈 부호화와 최대비 합성 다이버시티를 사용했기 때문에 기존검파에서도 낮은 신호전력(K=10, 21[dB])에서도 그 성능이 우수함을 알 수 있다. 또 페이딩의 영향으로부터 생성되는 오율값에 대한 편차가 가장 작음을 알 수 있다. 이것은 최대비 합성 다이버시티가 페이딩의 영향으로 열화된 성능 개선에서 우수한 효과가 있음을 알 수 있다.

따라서 본 수치해석을 통하여 본 결과 페이딩이 심할수록 최적 검파 기법의 성능 개선 정도가 기존의 검파 기법에 비해 우수함을 알 수 있었고 최대비 합성 다이버시티의 유무에 따라서 그 성능의 개선을 알 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 라이시안 페이딩 환경에서 최대비 합성다이버시티를 사용하여 최적검파기법을 사용한 길쌈 부호화된 16 QAM 신호의 성능을 기존의 검파 기법을 이용하여 분석하고, 최대비 합성 다이버시티를 비교 사용하고, 페이딩의 크기와 부가되는 잡음 변화에 따라 수신 검출 레벨을 조정하는 기법을 사용하여 성능의 개선 정도를 해석하였다.

분석의 결과로서 기존 검파시와 최적 검파시의 오율 성능에 관해서 알 수 있었고, 길쌈 부호화를 사용했을때의 성능 개선에 대해 알 수 있었다.

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

참고문헌

1. 전경배(2006), “ 라이시안 페이딩 채널에서 최적 검파 기법을 사용한 부호화된 16QAM 신호의 성능 해석 , 한밭대학교 대학원 석사학위 논문
2. 김언곤(1997), “다중 반송파 방식 분석 및 개선에 관한 연구” , 한국 전자통신 연구원
3. R. C Bose, and D. K. Ray-Chauldhuri, "On a class of error correcting binary group codes," Inf. Control, vol. 3, pp. 68-79.
4. Bernard Sklar(2003), "Digital Communications", pp. 454 - 457
5. 조한수(2000), 디지털 이미지 저작권 보호를 위한 BCH Code 및 Gold Code의 이용, 아주대학교 대학원, 석사학위 논문, p. 24
6. W.W. Peterson(1960), "Encoding and error-correction procedures for the Bose-Chaudhuri codes."

IRE Trans. Inf. Theory, IT-6, pp. 459-470
7. E. G. Kim, B. J. Ko, C. Y. Choi, and S. J.Cho(1994), "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 Ratio and Spread Spectrum Communications (ICPMSC '94)(2002), Beijing, China, pp. 88-93
8.김재석, 조용수, 조중휘, “이동통신용 모뎀의 VLSI 설계.” pp. 35, 223-224.

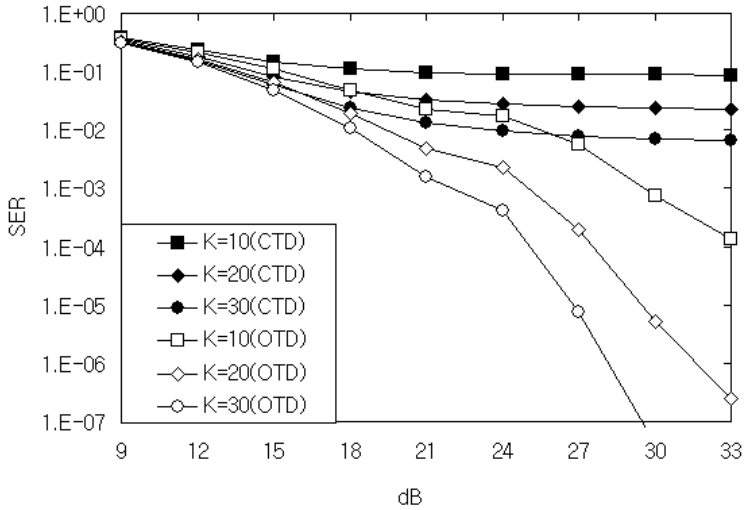

그림 5. 라이시안 페이딩 환경 하에서
기존의 검파 기법을 사용한 경우와 최적 검파 기법을 사용한 16 QAM 신호의 오율성능

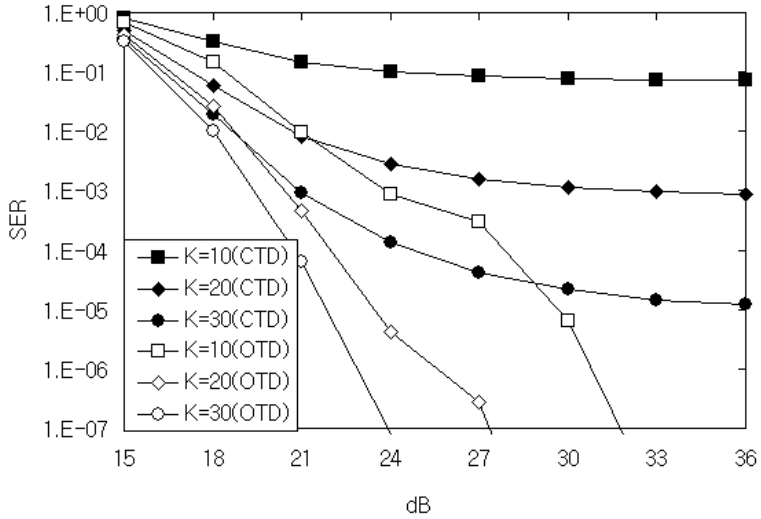

그림 6. 라이시안 페이딩 환경 하에서 길쌈 부호화를 채용하여
기존의 검파 기법을 사용한 경우와 최적 검파 기법을 사용한 16 QAM 신호의 오율성능

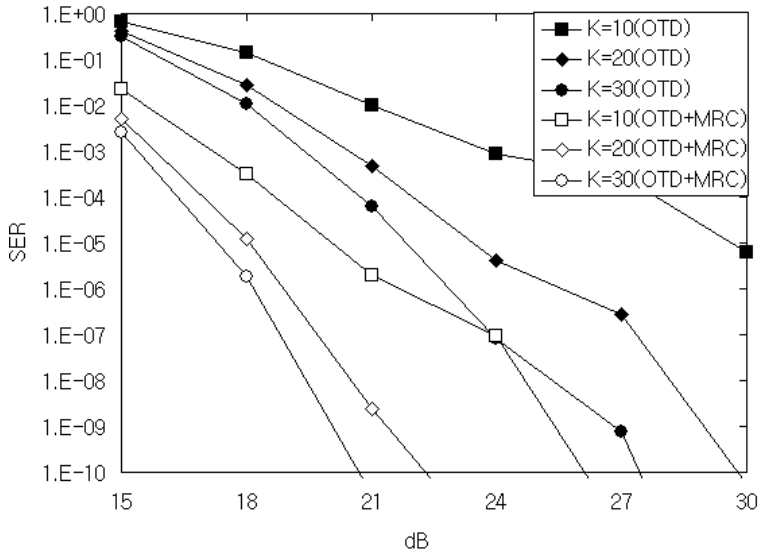

그림 7. 라이시안 페이딩 환경 하에서 최적 검파 기법과 길쌈 부호화를 채용하고 최대비 합성 다이버시티의 유무를 가지고 16 QAM 신호의 오율성능

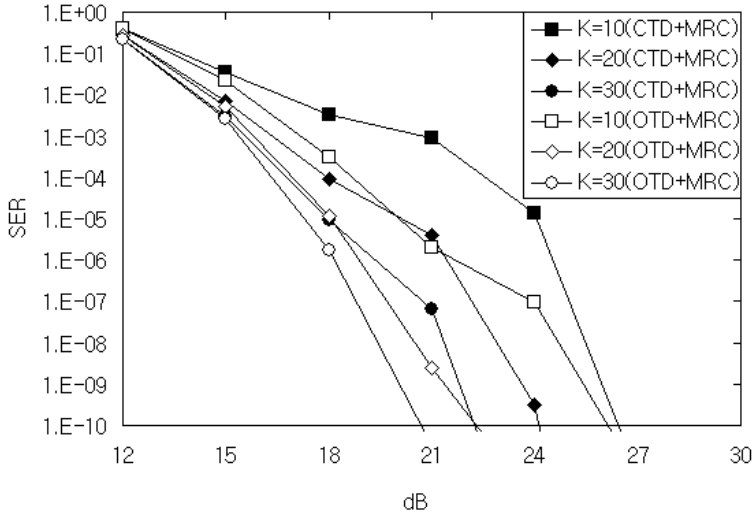

그림 8. 라이시안 페이딩 환경 하에서 길쌈 부호화와 최대비 합성 다이버시티를 채용하고 기존 검파와 최적 검파시의 16 QAM 신호의 오율성능