

# 라이시안 페이딩 환경에서 길쌈 부호화된 DS-CDMA 16 QAM 신호의 다이버시티 수신에 대한 성능 해석

김세준\* · 송찬호\* · 김언곤\*

\*한밭대학교 정보통신전문대학원 정보통신공학과

## Error Rate Performance of Convolution coded DS-CDMA 16 QAM signal in Diversity Reception in Rician Fading Environments

Se-jun Kim\* · Chan-ho Song\* · Eon-gon Kim\*

\*Dept. of Inform. & Comm. Eng., Graduate School of Inform. & Comm.,

HANBAT National University

E-mail : tpwnsl@msn.com

### 요 약

본 논문에서는 라이시안 페이딩 환경에서 길쌈 부호화된 DS-CDMA 16 QAM 신호의 선택 합성 다이버시티 수신기법 채용 및 최대비 합성 다이버시티 수신기법 채용시의 오율 성능을 해석한다.

해석 결과에 의하면 다이버시티 수신기법으로서 선택 합성 다이버시티 수신기법을 사용하는 것보다 최대비 합성 다이버시티 수신기법을 사용하는 것이 무선데이터 통신을 위한 오율 성능에서 약 3~8[dB]의 성능 개선 효과가 있다. 또한 다이버시티 수신기법과 길쌈부호화 기법을 함께 채용하여 이동 무선 데이터 통신채널 환경을 극복할 수 있는 성능 개선 효과를 보인다.

### ABSTRACT

In this paper, Error rate performance of Convolution coded DS-CDMA 16 QAM signal is analyzed using selective combining diversity reception techniques and maximal ratio combining diversity reception techniques under the environments of Rician fading.

With the results of analysis, maximal ratio combining diversity reception techniques provides the performance improvement of about 3~8[dB] over selective combining diversity reception techniques for the good error performance for data communication. And it is found that a synergistic performance improvement is show to both diversity reception and Convolution coding, techniques overcoming mobile wireless data communication channel environment.

### 키워드

Rician fading, Diversity, DS-CDMA, convolution code

### 1. 서 론

고도의 정보화 사회에서 이동통신 서비스는 이상적인 통신 서비스 환경을 구축하는데 필수적이고 친숙한 정보 수단으로 등장하고 있다. 또한 통신망의 추세가 기존의 시스템보다 더욱 향상된 품질의 음성 서비스, 무선 인터넷 서비스, 전자상거

래, 멀티미디어 서비스 등을 제공하기 위해 시스템이 다양화되고 있다.[1]

DS-CDMA 방식은 확산부호를 이용하여 대역을 확산시켜 통신하는 방식으로 아날로그 방식보다 수용 용량이 크고 매 셀(cell)마다 동일한 주파수를 사용하여 주파수 배치 방법이 간단하다. 또한 다중 반송파에 의한 영향을 감소시키고 다른 어떠한 방

식보다 비밀 보장이 가능하다는 장점이 있다.[2] 본 논문에서는 이동 무선 채널 환경에서 다이버시티 기법으로 선택합성 다이버시티와 최대비 합성 다이버시티 기법을 사용하고 DS-CDMA 16 QAM 변조 방식과 길쌈 부호화 기법을 이용하여 오율 성능을 이론적으로 유도하고 성능을 해석한다.

## II. 해석 모델

본 논문에서 해석 모델은 그림 1과 같다.

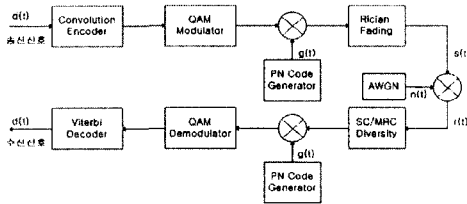


그림 1. 해석 모델

### 1. 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.[3] 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.

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

전달 함수는 다음과 같다.

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

### 2. DS-CDMA 16 QAM

DS-CDMA 16 QAM 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{i=1}^K \sqrt{2P_i} g_i(t) (d_{1i}^i(t) \cos \omega_c t \\ &\quad + d_{2i}^i(t) \sin \omega_c t) + n(t) \end{aligned} \quad (3)$$

단,  $P_i$  : 각 사용자에 대한 평균 신호 전력  
 $d_1^k, d_2^k$  :  $\pm 1, \pm 3$ 을 갖는 각 사용자에 대

한 정보 데이터

$n(t)$  : 평균치가 0인 협대역 가우스 잡음

16 QAM 변조기의 출력 신호는 확산 신호에 의해 확산되고 확산된 신호는 무선 채널로 송신된다. 무선 채널에서는 가우스 잡음(AWGN)과 라이시안 페이딩의 영향을 받는다. 수신 채널에서는 역확산 신호에 의해 원신호로 복원된다.[4]

### 3. 라이시안 페이딩 채널

송신 신호는 다중경로 페이딩의 영향을 받게 되고 이러한 경우 반사파와 직접파 성분으로 구성된 라이시안 페이딩 채널로 모델링 된다. 수신된 포락선 진폭은 아래의 수식과 같은 라이시안 확률밀도 함수를 가지며, 이 페이딩을 라이시안 페이딩이라 부른다.[5]

$$p_R(R) = \frac{R}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{R^2 + A^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{RA}{\sigma^2}\right) \quad (4)$$

단,  $\sigma^2$  : 반사파 전력

$A^2/2$  : 직접파 전력

$I_0(\cdot)$  : 0차의 제1종 변형 베셀 함수

라이시안 분포 곡선은 그림 2와 같다.

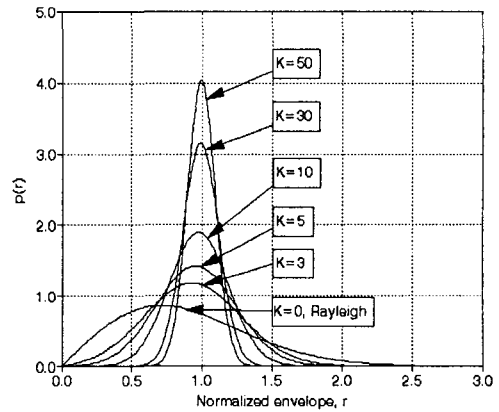


그림 2. 라이시안 분포 곡선

순시 신호 대 잡음 전력비에 대한 확률밀도 함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} p_R(\gamma) &= \frac{K+1}{\Gamma} \exp\left\{-K - \frac{(K+1)\gamma}{\Gamma}\right\} \\ &\quad \cdot I_0\left(2\sqrt{\frac{K(K+1)\gamma}{\Gamma}}\right) \end{aligned} \quad (5)$$

단,  $\gamma = R^2/2N$  : 순시 신호 대 잡음 전력비

$\Gamma = R_0^2/2N$  : 평균 신호 대 잡음 전력비

$K = R_0^2 A^2 / 2\sigma_\gamma^2$  : 직접파 대 반사파 전력비

정규화된 신호진폭에 대한 라이시안 페이딩의 확률밀도함수는 다음과 같다.

$$p_R(r) = 2r(K+1) \exp\{-K - r^2(K+1)\} \cdot I_0(2r\sqrt{K(K+1)}) \quad (6)$$

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

### 3. 선택 합성 다이버시티 수신기법에 의한 성능 개선

선택 합성 다이버시티 기법은 서로 무상관에 가까운 페이딩 수신파로부터 페이딩의 영향을 적게 받은 수신파를 선택하는 방식으로 위상 검출기가 필요 없고 동일한 신호를 2개 이상의 가지로 수신했을 때 주기적으로 각 가지의 입력 순시 신호 전력 대 잡음 전력비를 비교하여 페이딩의 영향을 적게 받은 신호를 선택하는 검파 후 합성 다이버시티 기법으로 수신 구조가 간단하다는 장점이 있어 많이 사용된다.

라이시안 페이딩 환경에서 선택 합성 다이버시티 수신시 출력 순시 CNR의 확률밀도 함수는 다음과 같다.

$$p_{sc}(\gamma) = L\left(\frac{K+1}{\Gamma_i}\right) \exp\left(-K - \frac{(K+1)\gamma}{\Gamma_i}\right) \cdot I_0\left(2\sqrt{\frac{K(K+1)\gamma}{\Gamma_i}}\right) \cdot \left\{1 - \exp(-K) \sum_{n=0}^{\infty} \frac{K^n}{n!}\right. \quad (7)$$

$$\left. \cdot \frac{\Gamma\left(n+1, \frac{(K+1)\gamma}{\Gamma_i}\right)}{\Gamma(n+1)}\right\}^{\Gamma_i - 1}$$

단,  $\Gamma_i$  : 다이버시티 입력 평균 신호 대 잡음 전력비

$\Gamma(\cdot, \cdot)$  : 불완전 감마함수

$\Gamma(\cdot)$  : 감마함수

### 4. 최대비 합성 다이버시티 수신기법에 의한 성능 개선

최대비 합성 다이버시티는 다이버시티 가지 입력의 위상을 모두 동상이 되도록 조정하고 각각의 포락선에 비례한 가중치를 가하여 SN비가 큰 것일수록 합성 SN비에 기여도가 크게 되도록 합성하는 방식이다.

라이시안 페이딩 환경에서 최대비 합성 다이버시티 수신시 출력 순시 CNR의 확률밀도함수는 다음과 같다.

$$p_{MRC}(\gamma) = \left(\frac{K+1}{\Gamma_i}\right)^{\frac{\Gamma_i+1}{2}} \left(\frac{\gamma}{KL}\right)^{\frac{\Gamma_i-1}{2}} \cdot \exp\left(-KL - \frac{(K+1)\gamma}{\Gamma_i}\right) \quad (8)$$

$$\cdot I_{L-1}\left(2\sqrt{\frac{K(K+1)L\gamma}{\Gamma_i}}\right)$$

단,  $\gamma$  : 다이버시티 출력 순시 신호 대 잡음 전력비

$\Gamma_i$  : 다이버시티 입력 평균 신호 대 잡음 전력비

$I_L(\cdot)$  : L차의 제1종 변형 베셀 함수

## III. 오울 해석

### 1. 라이시안 페이딩 환경에서 길쌈 부호화된 DS-CDMA 16 QAM 신호의 다이버시티 수신시의 오울 해석

라이시안 페이딩에 의해 수신된 16 QAM 신호의 I 채널과 Q 채널의 신호는 직접파 성분이 평균값에 해당되는 가우스 분포를 한다. I 채널의 송신 신호가  $d/2, 3d/2$ 인 경우에 I 채널의 수신 신호의 확률밀도함수는 각각 다음과 같다.

$$p_1(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)}} \exp\left[-\frac{\{z - (Ad/2)\}^2}{2(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)}\right] \quad (9)$$

$$p_2(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)}} \exp\left[-\frac{\{z - (3Ad/2)\}^2}{2(\sigma_n^2 + \sigma_s^2)}\right] \quad (10)$$

감쇄 계수 A와 직접파 대 반사파 전력비 K와의 관계는 다음과 같다.

$$A = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \quad (11)$$

I 채널과 Q 채널에서의 오울은 동일하며 I 채널의 잡음 환경에서 에러가 발생할 수 있는 경우는 모두 3가지이다.[6],[7]

$$P_n = \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \exp\left(-\frac{(z-D)^2}{2\sigma_n^2}\right) dx \quad (12)$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma}{10}}\right)$$

$$P_{I2} = \int_a^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \exp\left(-\frac{(z-D)^2}{2\sigma_n^2}\right) dx \quad (13)$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{2\Omega}{5}} - \sqrt{\frac{\gamma}{10}}\right)$$

$$P_{I3} = \int_{-\infty}^d \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{(z-D)^2}{2\sigma_n^2}\right) dx \quad (14)$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{9\gamma}{10}} - \sqrt{\frac{2\Omega}{5}}\right)$$

단,  $\gamma$  : 순시 SNR

$$\Omega = \left[ \left(\frac{E_b}{N_o}\right)^{-1} + \frac{2(K-1)}{3N} \right]^{-1} : \text{평균 SNR}$$

K : 사용자수

N : PN 부호의 길이

$\frac{E_b}{N_o}$  : 비트 에너지 대 잡음 전력 비

I 채널과 Q 채널은 서로 독립이므로 두 채널의 오율은 같고, 평균 오율식은 다음과 같다.

$$P_{EA} = P_{I1} + P_{I2} + P_{I3} \quad (15)$$

중복에러를 배준 최종 오율식은 다음과 같다.

$$P_{TA} = P_{EA} - \frac{1}{4} P_{EA}^2 \quad (16)$$

### 2. 선택 합성 다이버시티 수신시의 DS-CDMA 16 QAM 신호의 성능 해석

선택 합성 다이버시티 수신시 DS-CDMA 16 QAM 신호의 최종 오율식은 다음과 같다.

$$P_{SC} = \sum_{n=1}^3 \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{E_n^2 \Gamma_o}{5}\right) \cdot \left[ \left\{ 1 - \operatorname{Lexp}(-K) \sum_{m=0}^{\infty} \frac{K^m}{m!} \right\} D_{-1} \left( \frac{4E_n^2 \Gamma_o}{5} \right) + \operatorname{Lexp}(-K) \sum_{m=0}^{K^n} \frac{K^m}{m! \Gamma(m+1)} \cdot \sum_{l=0}^{\infty} \frac{(-1)^l}{l!(m+l+1)} \left( \frac{K+1}{\Gamma_i} \right)^{m+l+1} \cdot \left( \frac{5}{A_n^2} \right)^{m+l+3/2} \Gamma(2m+2l+3) \cdot D_{-(2m+2l+3)} \left( \sqrt{\frac{4E_n^2 \Gamma_o}{5}} \right) \right] \quad (17)$$

단,  $\Gamma_o$  : 다이버시티 출력 평균 신호 대 잡음 전력비

$$A_1 = B_2 = 1, A_2 = B_3 = -1, B_1 = 0, A_3 = 3$$

### 3. 최대비 합성 다이버시티 수신시 DS-CDMA 16 QAM 신호의 최종 오율식은 다음과 같다.

$$P_{MRC} = \sum_{n=1}^3 \frac{1}{2} \left\{ \operatorname{erfc}\left(B_n \sqrt{\frac{2\Gamma_o}{5}}\right) + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp\left(-KL - B_n^2 \sqrt{\frac{2\Gamma_o}{5}}\right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k!} \left(\frac{A_n}{\sqrt{10}}\right)^k H_{k-1}\left(B_n \sqrt{\frac{2\Gamma_o}{5}}\right) \right. \quad (18)$$

$$\left. \cdot \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\Gamma\left(\frac{k}{2} + L + m\right)}{m! \Gamma(m+L)} \left(\frac{K+1}{\Gamma_i}\right)^{2m+2L+\frac{k}{2}} (KL)^m \right.$$

단,  $\Gamma_o$  : 다이버시티 출력 평균 신호 대 잡음 전력비

### 4. 길쌈 부호화된 DS-CDMA 16 QAM 신호의 성능 해석

부호율이 1/2이고, 구속장이 5인 길쌈 부호기의 비트 오율은 다음과 같다.

$$BER \leq \frac{1}{k} \frac{d}{dN} T(D, N)|_{N=1} \quad (19)$$

$$= 4D^7 + 12D^8 + 26D^9 + 74D^{10} + \dots$$

단,  $D^j$  : 가지 이득

$j$  : 해밍 무게

경관정의 경우 가지 이득  $D^j$ 를 구하면 다음과 같다.

$$D = \sqrt{4\epsilon(1-\epsilon)} \quad (20)$$

단,  $\epsilon = P_{BER}$  : 채널 transition error

## IV. 수치 해석 및 결과

본 논문에서는 통신 채널 환경을 라이시안 페이딩으로 모델링하여 DS-CDMA 16 QAM 신호의 오율식을 유도하고 해석하였으며, 해석 결과를 그림 4~9에 나타내었다. 파라미터로는 사용자수(User), 직접파대 반사파 전력비(K[dB]), PN부호의 길이(N: 처리이득), 부호율(R), 구속장(L)을 취하였다.

그림 4는 라이시안 페이딩 환경에서 User=5, K=14[dB] 일 때 처리이득(N)에 따른 변화를 나타낸다. 처리이득이 증가 할수록 성능은 향상되지만 음성통신에 필요한 오율(10-3)에 도달하지 못함을 알 수 있다.

그림 5는 라이시안 페이딩 환경에서 길쌈 부호화 기법을 채용한 경우 User=5, K=14, R=1/2, L=5

일 때 처리이득(N)에 따른 변화를 나타낸다. 그림 4의 경우보다 성능이 향상되었고 처리이득(N)이 512, 1024일 경우에만 음성통신에 필요한 오율(10-3)에 도달하였으며, 무선 데이터 통신에서 요구하는 오율(10-5)에는 도달하지 못함을 알 수 있다.

그림 6은 라이시안 페이딩 환경에서 2-Branch 선택 합성 다이버시티를 채용한 경우 User=5, K=14[dB] 일 때 처리이득(N)에 따른 변화를 나타낸다. 처리이득(N)이 1024일 때 무선 데이터 통신에서 요구하는 오율(10-5)을 약 29[dB] 시점에서 달성함을 알 수 있다.

그림 7은 라이시안 페이딩 환경에서 2-Branch 선택 합성 다이버시티와 길쌈 부호화 기법을 함께 채용한 경우 User=5, K=14[dB], R=1/2, L=5일 때 처리이득(N)에 따른 변화를 나타낸다. 처리이득(N)이 256일 때 약 30[dB] 시점에서 무선 데이터 통신에서 요구하는 오율(10-5)을 달성하고 처리이득(N)이 512, 1024인 경우에는 약 25[dB] 시점에서 무선 데이터 통신에서 요구하는 오율(10-5)에 달성함을 알 수 있다.

그림 8은 라이시안 페이딩 환경에서 최대비 합성 다이버시티 기법을 채용한 경우 User=5, K=14[dB] 일 때 처리이득(N)에 따른 변화를 나타낸다. 약 25[dB] 시점에서 선택 합성 다이버시티 기법을 채용한 경우보다 오율 성능 개선 효과를 보인다.

그림 9는 라이시안 페이딩 환경에서 최대비 합성 다이버시티 기법과 길쌈 부호 기법을 함께 채용한 경우 User=5, K=14[dB], R=1/2, L=5 일 때 처리이득(N)에 따른 변화를 나타낸다. 약 18~20[dB] 시점에서 처리이득(N)이 128, 256, 512, 1024일 때 음성통신에 필요한 오율(10-3)에 도달하고 약 21~25[dB] 시점에서 처리이득(N)이 128, 256, 512, 1024일 때 무선데이터 통신에서 요구하는 오율(10-5)이 달성됨을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 라이시안 페이딩 환경에서 DS-CDMA 16 QAM 신호에 길쌈 부호화 기법과 다이버시티 수신기법을 사용했을 때의 오율 성능을 해석했다. 해석 결과로 통신 채널 환경에서 최대비 합성 다이버시티 기법이 선택 합성 다이버시티 기법보다 더 우수한 성능을 보였다. 또 길쌈 부호화 기법과 다이버시티 기법을 함께 사용함으로써 시너지 효과로 인한 더 큰 성능 개선을 보였다. 하지만 사용자 수에 따른 변화에서는 사용자수가 증가할수록 성능 저하 현상이 있어 이에 따른 대책이 요구된다.

참고문헌

[1] 박승창, "국내외 차세대(4G) 이동통신 산업의

최근 동향 분석", 전자부품연구원 전자정보센터

[2] Asha Mehrotra. Cellular Radio Analog and Digital Systems. Artech House 1994, pp. 127-143  
 [3] Bernard Sklar "Digital Communications", pp. 454 - 457, 2003  
 [4] R. De Gaudenzi and M. Luise, " Analysis and Design of an all Digital Demodulator for Trellis Coded 16 QAM Transmission Over a Nonlinear Satellite Channel," IEEE Trans. Commun., Vol. COM-42, No.2, Feb 1995.  
 [5] 김언곤 "다중 반송파 방식 분석 및 개선에 관한 연구" 한국 전자통신 연구원  
 [6] E. G. Kim, B. J. Ko and S. J. Cho, "Optimum threshold detection of 16 QAM signal in Rician fading channel," Asia-pacific Conf. on Com., (APCC'93) Taejeon, Korea, vol. 2, pp. 462-267, Aug.1993.  
 [7] R. K. Morrow. JR. and Fames. s. Lehnert, "Bit-to-Bit Error Dependence in Slotted DS/SSMA Packet Systems with Random Signature Sequence," IEEE Trans. on Commun., Vol. 37, No. 10, pp. 1052-1061, October, 1989.

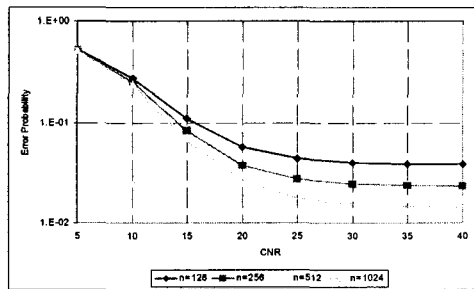


그림 4. 라이시안 페이딩 환경에서 처리이득(N)에 따른 DS-CDMA 16 QAM 신호의 오율(User=5, K=14[dB])

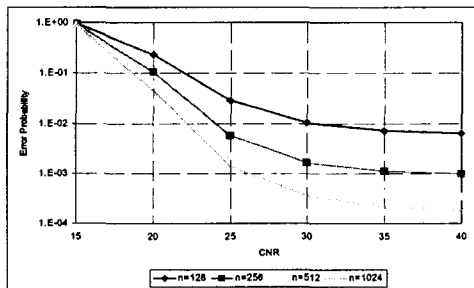


그림 5. 라이시안 페이딩 환경에서 길쌈 부호화 기법을 채용한 경우 처리이득(N)에 따른 DS-CDMA 16 QAM 신호의 오율(User=5, K=14[dB], R=1/2, L=5)

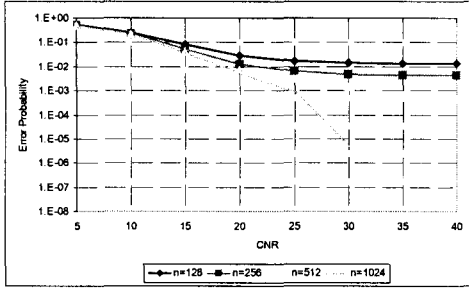


그림 6. 라이시안 페이딩 환경에서 선택 합성 이버시티 기법을 채용한 경우 처리이득(N)에 따른 DS-CDMA 16 QAM 신호의 오율(User=5, K=14[dB])

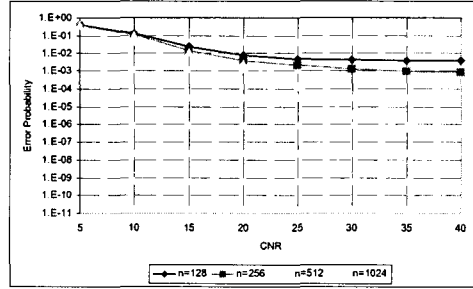


그림 8. 라이시안 페이딩 환경에서 최대비 합성 다이버시티 기법을 채용한 경우 처리이득(N)에 따른 DS-CDMA 16 QAM 신호의 오율(User=5, K=14[dB])

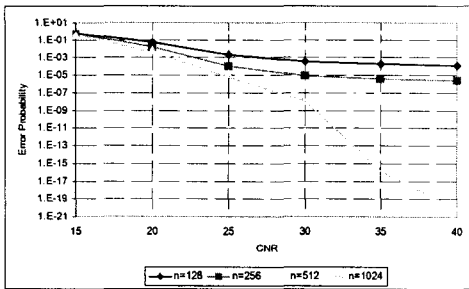


그림 7. 라이시안 페이딩 환경에서 선택 합성 다이버시티 기법과 길쌈 부호화 기법을 함께 채용한 경우 처리 이득(N)에 따른 DS-CDMA 16 QAM 신호의 오율(User=5, K=14[dB], R=1/2, L=5)

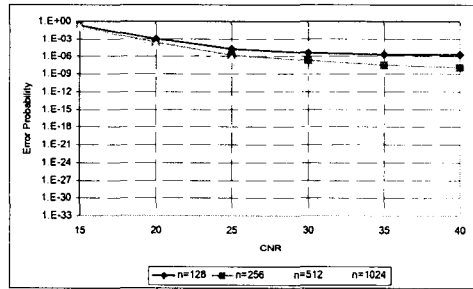


그림 9. 라이시안 페이딩 환경에서 최대비 합성 다이버시티 기법과 길쌈 부호화 기법을 함께 채용한 경우 처리이득(N)에 따른 DS-CDMA 16 QAM 신호의 오율(User=5, K=14[dB], R=1/2, L=5)