
Rician 폐이딩채널상의 부호화 MC-CDMA시스템 성능에 관한 연구

고연화*, 이정재*, 최삼길*

A Study on the performance of coded Multi-carrier Code Division
Multiple Access communication system in Rician Fading channel

Yeun-hwa ko*, Jeong-jae Lee*, Sam-gil Choi*

요 약

본 논문에서는 직접대역확산방식을 이용한 DS-CDMA의 ISI나 ICI와 같은 문제점을 다수의 협대역 부반송파를 이용하여 해결할 수 있도록 제안된 변조방식인 MC-CDMA시스템의 성능을 분석하였다.

여기서 고려한 채널모델은 Rician 폐이딩 분포를 가지며, 부반송파에서의 폐이딩은 서로 독립적인 특성을 갖는 옥내이동통신 환경으로 하였다. 시스템의 성능분석을 위해 먼저 오류정정부호를 사용하지 않은 시스템의 정방향과 역방향의 비트오율을 분석하였다. 그리고 (7,4) Hamming 부호, (15,7) BCH 부호, 구속장이 7인 1/2-길쌈부호와 같은 오류정정부호를 사용하였을 때 이용자수와 부반송파수 그리고 신호대 잡음비(SNR)에 따른 비트오율변화를 분석하므로써 부호화 MC-CDMA 시스템의 성능을 분석하였다.

Abstract

This paper is analyzed the performance of coded MC-CDMA system using the multi-carrier with narrow band that is suggested to solve ISI and ICI of DS-CDMA system.

In this paper, considered channel model is indoor mobile radio communication environment with Rician fading distribution and fading of multi-carrier have mutual independent characteristics. For the performance analysis of MC-CDMA system, first, bit error probability of uncoded system is simulated in the reverse and forward Rician channels. And then, it is simulated that bit error probability of coded MC-CDMA system for

* 동의대학교 전자통신공학과

접수일자 : 1998년 5월 26일

users, multicarriers and SNR, using (7,4) Hamming code, (15,7) BCH code and 1/2-convolutional code with 7 constraint length.

I. 서 론

이동 및 육내 무선채널은 다중로 수신에 의하여 특성화되며 수신기에 도달하는 신호는 직접파뿐만 아니라 수많은 반사파를 포함하게 된다. 이들 반사파는 직접파에 영향을 주어 무선망의 성능감쇄의 요인이 된다. 따라서 무선망은 반사파의 영향을 최소화하고 이용자의 수를 최대화할 수 있도록 주파수효율을 높여야 한다. 한편 대부분의 변조기술은 채널의 지연확산에 비하여 채널 심볼율이 작지 않으면 ISI에 매우 민감하다. 특히 DS-CDMA의 용량은 이용자 간섭에 의하여 제한을 받는 것으로 알려져 있으며, 이를 제거하기 위하여 채널의 추정, 등화기, 전력제어기등과 같은 부가적인 장치가 요구되어 시스템 구성상의 복잡성을 초래한다. 만약 채널 지연확산이 심볼구간을 초과하면 통상적인 DS-CDMA 시스템에서는 심각한 ISI를 이르켜 비실용적이다. 이러한 경우 심볼율을 감소시키는 기술이 매우 중요하며, ISI를 무시할 정도의 낮은 전송율의 경우에도 다중로 페이딩에 의한 ICI에 의해 심각한 성능감퇴가 발생된다.

최근 이러한 DS-CDMA 시스템의 결점을 보완하기 위해 부반송파(sub-carrier)를 이용한 변조기술인 MC-CDMA 시스템이 제안되었다. N.Yee와 J.P.Linnartz^[1]는 여러형의 채널에서 MC-CDMA 특성을 분석하였고, S.Kondo와 L.B.Milstien^[2]은 MC-CDMA의 간섭 제거 능력에 대하여 검토하였다. 그리고 E.A.Sourour과 M.Nakaga^[3]는 적은 수의 반송파를 이용하여 ICI와 ISI를 동시에 해결할 수 있고, 주파수/시간 다이버시티의 효과를 기대할 수 있는 새로운 MC-CDMA 시스템을 제안하였으며, 이외에도 수많은 연구가 진행되고 있다.

본 논문에서는 육내에서 발생될 수 있는 다중경로 채널을 분석·검토하여 향후 PCS의 상용화에 따른 개선효과를 기대할 수 있는 기반기술확립을 목표로 MC-CDMA 시스템의 송·수신기 구조와 특성

을 검토하고, 시스템분석을 위한 채널모델을 설정하여 부호화된 MC-CDMA 시스템의 성능을 분석한다.

II. MC-CDMA 시스템

MC-CDMA 시스템은 반송파단위의 대역확산 없이 많은 협대역 직교반송파에 동일한 데이터 심볼을 전송함으로써 ICI 문제를 해결할 수 있다. 사용되는 부반송파의 수는 확산부호의 길이와 같거나 크며 이로부터 주파수 다이버시티 효과를 기대할 수 있는 새로운 형태의 시스템이다. N.Yee와 J.P.Linnartz에 의해 제안된 MC-CDMA 시스템의 송신기는 그림 1과 같고, 송신신호는 단일 데이터심볼이 N개의 병렬자료를 통하여 동일하게 진행하며 각각의 스트림은 길이 N의 확산부호계열의 한 침에 의하여 곱해진 뒤, 간격이 F/T_b 인 부반송파에 의하여 BPSK 변조됨으로써 발생된다^[4]. 따라서 송신되는 신호는 이들 신호의 합으로 표현되며 m 번째 데이터비트에 대응되는 송신신호는 식 (1)로 표현된다.

$$s_m(t) = \sum_{i=0}^{N-1} c_m[i] a_m[k] \cdot \cos(2\pi f_c t + 2\pi i F/T_b t) p_{T_b}(t - kT_b) \quad \dots \quad (1)$$

여기서 F는 정수이며 $c_m[i] \in \{-1, 1\}$, $i=0, 1, \dots, N-1$ 은 m 번째 이용자의 확산부호를 나타내고 $p_{T_b}(t)$ 는 구간 $[0, T_b]$ 에서 단위 크기를 갖는 구형파다. 입력 데이터심볼 $a_m[k]$ 는 $\{-1, 1\}$ 로 동일 확률로 전송된다. 그림 2는 MC-CDMA 시스템의 수신기 구조를 나타낸 것이다. 수신신호는 식(2)와 같이 표현되며 송신기와 역의 과정을 통해 본래 data를 찾아낸다.

$$r(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} o_{m,i} c_m[i] a_m[k] \cdot \cos(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t + \theta_{m,i}) + n(t) \quad \dots \quad (2)$$

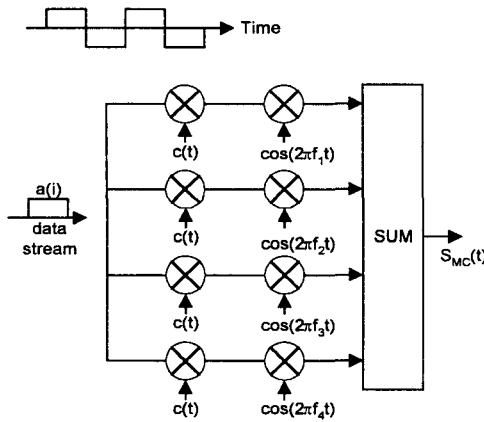


그림 1. MC-CDMA 송신기.

Fig. 1 MC-CDMA transmitter.

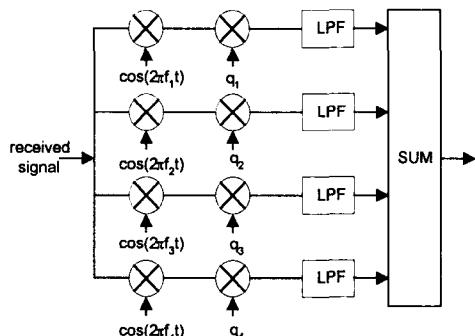


그림 2. MC-CDMA 수신기.

Fig. 2 MC-CDMA receiver.

III. 옥내다중경로 채널모델

옥내환경에서 빌딩구조와 주위 장식물에 의해 많은 반사파가 다른 시간에 수신기의 안테나에 도달한다. 이 반사파는 반사된 신호의 위상에 따라 신호 진폭이 가감되게 된다. 이를 다중경로채널이라 하며 이들 β_i , 진행지연 τ_i 그리고 위상변위 γ_i 로 하면 1번째경로 기저복소응답은 식 (3)이다.

$$h_i = \beta_i \exp(j\gamma_i) \delta(t - \tau_i) \quad (3)$$

기저복소채널 임펄스응답은 식 (4)와 같다.

$$h(t, x) = \sum_{i=1}^L \beta_i \exp(j\gamma_i) \delta(t - \tau_i) \quad (4)$$

여기서 $\delta(\cdot)$ 은 임펄스함수, $h(t, x)$ 는 시간영역과 위치 x 의 함수며 L 은 경로의 수이다. 매개변수 β_i , τ_i , γ_i 는 주위환경의 시간변화에 따라 랜덤하게 변화하며, 이형태의 왜곡은 수신신호 강도에 영향을 주어 페이딩현상을 일으킨다. 채널의 시간선택성과 주파수선택성은 서로 다른 두 개의 왜곡이 발생된다. 전자는 코히런트 시간에 의하여 특성화되는 채널의 시간변환에 의존하며, 후자는 송신된 신호대역 폭 W 에 관련된 채널의 코히런트대역에 의존한다.

채널의 시간영역특성을 분류하기 위해서는 코히런트시간과 Doppler확산 (B_d)이 중요한 매개변수다. 코히런트시간은 채널특성이 심각하게 변화하지 않는 간격이다. 채널의 시간변환은 주파수영역에서 Doppler 확산으로 나타난다. 진폭이 일정한 단일 정현파를 송신하였을 때 스펙트럼의 폭으로 결정된다. 시간상관함수 $\Phi_c(\Delta t)$ 와 Doppler 전력스펙트럼 $\Phi_c(f)$ 의 관계는 식 (5)와 같다.

$$\Phi_c(\Delta t) \leftrightarrow \Phi_c(f) \quad (5)$$

코히런트 시간 $(\Delta t)_c$ 는 시간상관함수 폭의 척도이다. 느리게 변화하는 채널은 큰 코히런트 시간 또는 적은 Doppler 확산을 갖는다. $(\Delta t)_c$ 와 B_d 는 페이딩의 빠름을 특성화하는데 사용할 수 있다. 즉 데이터 비트간격 T_b 가 코히런트 시간보다 크면 채널은 빠른 페이딩이고, 채널의 코히런트 시간보다 데이터 비트간격이 작으면 채널감쇄와 위상변위가 최소한 신호구간동안 고정되어 채널은 느린 페이딩 또는 준 정적이다.

$T_b \gg (\Delta t)_c$: 빠른 페이딩채널

$T_b \ll (\Delta t)_c$: 느린 페이딩채널

코히런트대역폭은 신호진행특성이 상관되는 주파수대역 즉 주파수상관함수 $\Phi_c(\Delta f)$ 의 폭이다. 주파수상관함수 $\Phi_c(\Delta f)$ 와 지연프로파일 $\Phi_c(\tau)$ 와는 아래 식 (6)와 같은 관계를 갖는다.

$$\Phi_c(\Delta f) \leftrightarrow \Phi_c(\tau) \quad (6)$$

따라서 주파수간격이 코히런트 대역폭보다 큰 간

격에서는 두 정현파가 채널로부터 독립적으로 영향을 받는다. 만약 코히런트 대역폭이 송신신호 대역폭보다 적으면 채널은 주파수선택성 채널이 되며 신호에 포함된 다른 주파수성분은 다른 이득과 위상변위가 쉽게 발생된다. 한편 신호대역폭에 비하여 코히런트대역폭이 크면 신호의 모든 주파수성분은 동일한 이득과 위상변위를 갖는 주파수비선택성 채널이 된다.

$W \gg (\Delta f)_c$: 주파수 선택성 채널

$W \ll (\Delta f)_c$: 주파수 비선택성 채널

대역확산 통신시스템의 대역폭은 일반적으로 코히런트대역폭보다 크기 때문에 채널이 주파수선택성이 된다. 표1은 페이딩 채널모델을 종합하여 나타낸 것이다^[5].

표 1. 다중경로 페이딩 채널모델

Table 1. The model of multipath propagation.

채널모델	$T_b \ll (\Delta f)_c$	$T_b \gg (\Delta f)_c$	
$W \ll (\Delta f)_c$	비확산 균일-균일 페이딩	시간확산 주파수 균일페이딩	주파수 비선택성 채널
$W \gg (\Delta f)_c$	주파수확산 시간균일페이딩	(시간-주파수) 확산	주파수선택성 채널
	시간비선택성, 느린페이딩 채널	시간선택성, 빠른 페이딩 채널	

본 논문에서 고려한 채널모델은 주파수선택성 채널 특성을 갖는다고 가정한다. 이러한 채널에서는 $1/T_b$ 의 송신대역을 갖도록 변조된 부반송파는 심각한 확산현상 ($T_b \gg T_m$)의 영향을 받지 않는다. 이동체로부터 기지국으로 송신되는 역방향 송신에서는 이동체의 위치에 따라 서로 다른 채널을 통하여 서로 다른 이용자로부터 신호를 수신하게 된다. m 번째 이용자의 연속시간 페이딩의 전달함수 특성은식 (7)로 표현된다.

$$H_m[f_c + \frac{iF}{T_b}] = \rho_{m,i} e^{j\theta_{m,i}} \quad \dots \dots \dots (7)$$

여기서 $\rho_{m,i}$ 와 $\theta_{m,i}$ 은 주파수 $f_c + i(F/T_b)$ 에서 m 번째 이용자 채널의 랜덤한 진폭과 위상이다. 진폭

$\rho_{m,i}$ 은 Rician페이딩분포를 가지며 $F/T_b \gg (\Delta f)_c$ 인 경우 부반송파에서의 페이딩은 서로 독립적으로 영향을 받고 위상 $\theta_{m,i}$ 은 위상구간 $[0, 2\pi]$ 에서 균일한 분포를 갖는 것으로 가정한다. 정방향 전송은 기지국에서 이동체로의 전송을 의미하며 요구신호($m=0$)와 같이 동일 채널을 통하여 다른 이용자($m=1, 2, \dots, M-1$)들의 간섭신호가 이동체에서 송신된다.

IV. 시스템 오율분석

1. 부호화되지 않은 채널의 비트오율

M 개의 이동체 송신기에 대하여 수신된 신호는식 (8)로 표현된다.

$$r(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{m,i} c_m[i] a_m[k] \cos(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t + \theta_{m,i}) + n(t) \quad \dots \dots \dots (8)$$

여기서 $n(t)$ 는 AWGN이다. m 번째 이용자의 i 번째 부반송파에서의 국부평균전력은 $\overline{p_{m,i}} = E \rho_{m,i}^2 / 2$ 로 정의된다. 반송파의 국부평균전력이 동일하다고 가정하면 m 번째 이용자의 총 국부평균전력은 $\overline{p_m} = N \overline{p_{m,i}}$ 이며 요구되는 이용자($m=0$)와 동기가 정확히 이루어 졌다고 가정한다. 그럼 2에서와 같이 각 부반송파는 위상과 이득의 교정과정을 거치며 분석을 간단히 하기 위하여 완전한 위상교정이 이루어 졌다고 가정한다. k 번째 비트에 대하여 결정변수는식 (9)와 같다.

$$\nu_0 = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} c_m[i] d_{0,i} a_m[k] \frac{2}{t_b} \int_{kT_b}^{(k+1)T_b} \cos(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t + \theta_{m,i}) dt + \eta \quad \dots \dots \dots (9)$$

여기서 η 는 대응되는 AWGN 항이다. EGC의 경우 i 번째 부반송파의 이득인자는 $d_{0,i}=1$ 로 동일한 값으로 된다. 따라서 결정변수는 다음과 같이 된다.

$$\nu_0 = a_0[k] \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{0,i} + \beta_i + \eta \quad \dots \dots \dots (10)$$

여기서 β_i 는 간섭성분으로 식 (11)로 주어진다.

$$\beta_i = \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{t=0}^{N-1} a_m[k] c_m[t] c_0[t] \rho_{m,i} \cos \theta_{m,i} \quad (11)$$

여기서 $\theta_{m,i} = \theta_{0,i} - \theta_{m,i}$ 이다. 잡음성분 η 는 평균이 영(zero)이고 분산은 다음 식 (12)와 같이 표현된다.

$$\sigma_\eta^2 = N \frac{N_0}{T_b} \quad (12)$$

$N \gg 1$ 일 때 역방향시스템에서 간섭성분의 분산은 $\sigma_{\beta_i}^2 = (M-1) \bar{p}_m$ 이며 시스템 오율은 식 (13)이다.

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma \bar{p}_b T_b}{\left(\frac{M-1}{N}\right) \bar{p}_m T_b + N_0}} \right) \quad (13)$$

여기서

$\gamma = \frac{\pi}{4} \left(\frac{e^{-K}}{K+1} \right) \left[(1+K) I_0 \left(\frac{K}{2} \right) + K I_1 \left(\frac{K}{2} \right) \right]^2$ 이며 K 는 Rician 상수이다.

정방향시스템은 $\sigma_{\beta_i}^2 = 2(M-1)[1-\gamma]\bar{p}_0$ 와 같이 간섭성분의 분산이 나타나며, 시스템의 비트오율은 식 (14)와 같다.

$$P_e \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\gamma \bar{p}_0 T_b}{2 \left(\frac{M-1}{N} \right) [1-\gamma] \bar{p}_0 T_b + N_0}} \right) \quad (14)$$

여기서 이를 분석하기 위하여 신호대 잡음비 SNR 을 식 (15)과 같이 정의한다.

$$\text{SNR} = \frac{\bar{p}_o T_b}{N_o} \approx \frac{\bar{p}_m T_b}{N_o} \quad (15)$$

2. 부호화채널의 채널오율

성능을 개선하기 위하여 사용되는 오류정정부호는 먼저 (n,k) 블록부호를 고려한다. k 개의 데이터블럭이 n 개의 부호화 비트로 변환된다. 헤밍거리 d_{\min} 를 갖는 부호는 적어도 $t_c = (d_{\min}-1)$ 개의 오류를 정정할 수 있다. 표 2는 두종류의 오류정정부호의 오류정정 능력과 해밍거리를 보여준다.

표 2. 블록부호와 오류정정.

Table 2. Block coding and error correction.

(n,k) 부호	BCH(15,7)	Hamming(7,4)
Hamming 거리	5	3
블록당 오류정정	2	1

n 비트의 블록에 m 개의 오류를 가질 확률은 식 (16)으로 표현된다.

$$P(m,n) = \binom{n}{m} P_e^m (1-P_e)^{n-m} \quad (16)$$

여기서 P_e 는 식 (13),(14)로 표현된 비트오율이다. 블록오율에 대한 상한은 식(17)이며

$$P_{eb} = \sum_{m=t_c+1}^n \binom{n}{m} P_e^m (1-P_e)^{n-m} \quad (17)$$

비트오율에 대한 상한은 식(18)로 표현된다.

$$P_{eb} = \frac{1}{n} \sum_{m=t_c+1}^n m \binom{n}{m} P_e^m (1-P_e)^{n-m} \quad (18)$$

특히 P_e 가 작을 경우 (7,4) Hamming 부호는 식 (19)를 이용하며, (15,7) BCH 부호는 식 (20)을 이용한다.

$$P_H = 9P_e^2(1-P_e)^5 + 19P_e^3(1-P_e)^4 \quad (19)$$

$$P_B = 150P_e^3(1-P_e)^{12} + 512P_e^4(1-P_e)^{11} \quad (20)$$

FEC부호는 구속장이 $k=7$ 인 1/2 길쌈부호기를 이용하고 Viterbi 복호기를 사용하였을 경우 식(21)로 비트오율 상한을 표현할 수 있다.

$$P_b \leq (1/k) \frac{\partial}{\partial N} T(D, N) \Big|_{N=1} \quad (21) \\ = (1/k) G(D)$$

여기서 $T(D,N)$ 은 상태도로부터 얻어지는 길쌈부호기의 전달함수이며 $G(D)$ 는 식 (22)로 표현된다.

$$G(D) = \frac{\partial}{\partial N} T(D, N) \Big|_{N=1} \quad (22)$$

여기서

가 되며 P_e 는 복호기 입력에서의 심볼오율이다. 식 (24)는 식 (22)에 적용시킬 수 있는 $G(D)$ 를 보인다.

$$G(D) = 36D^{10} + 211D^{12} + 1404D^{14} + 11633D^{16} + 76628D^{18} + 469991D^{20} + \dots \quad (24)$$

그림 3은 역방향 채널에서 부반송파의 수 N 을 300, 이용자의 수 M 을 100으로 고정하고, (7,4) Hamming 부호, (15,7) BCH 부호, 구속장이 7인 1/2-길쌈부호를 사용하였을 경우 SNR의 변화에 따른 비트오율(P_e)과 오류정정부호를 사용하지 않았을 때의 비트오율(P)를 나타낸 것이다. 그리고 표 3은 이를 수치화하여 표현하였다. 그림 3에서 오류정정 부호를 사용하지 않았을 때의 오율은 SNR을 크게 하더라도 오율의 변화가 전체적으로 크게 나타나지 않는다. Hamming 부호는 단일오류패턴만을 정정할 수 있는 선형블록부호이며 페리티 검사비트의 개수를 증가시켜 부호의 길이를 길게하면 기억용량이 지수적으로 증가하여 부호가 복잡한 구조를 갖게 되며 더 많은 메모리가 필요하게 된다. 여기서 이용한 (7,4) Hamming 부호화시스템은 SNR의 증가에 따른 오율의 감소가 적은쪽으로 나타나고 있다. BCH 부호는 우수한 다중블록규칙 오류 정정능력을 가지고 있어 현재 많이 사용되고 있는 부호중 하나이다. 길쌈부호는 선형블록부호에 비해 다소 복잡한 구조를 갖기 때문에 부호 해석에 어려움이 있으나 오류정정 능력이 매우 우수한 특징을 갖는다. 길쌈 부호화 시스템은 SNR이 작은 쪽으로 증가하여도 그 오율은 크게 감소하여 시스템의 성능이 크게 개선된다. 그럼 3과 표 3에서와 같이 부호화한 시스템이 부호화 하지 않은 시스템보다 낮은 신호대 잡음 비에서 비트오율이 크게 감소하며 성능이 우수함을 알 수 있다. 또한 선형블록부호화 시스템보다는 순회부호화 시스템이 더 좋은 성능을 가진다.

그림 4는 정방향채널에서의 오율을 분석한 것으로 모든 조건은 앞의 경우와 동일하며 표 4는 이를 수치화하여 나타낸 것이다. 부호화 하지 않은 시스템의 성능은 SNR가 증가함에 따라 오율이 줄어 들고 있으나 부호화 시스템에 비하여 그성능은 그다

표 3. FEC부호를 사용하였을 때 역방향 채널에서의 시스템 성능($M=100$, $N=300$).

Table 3. The performance of system with FEC codes
on the reverse channel ($M=100$, $N=300$)

SNR	Uncoded	Hamming coding	BCH coding	길쌈부호
3	0.07	0.036	5.545×10^{-5}	0.215
6	0.049	0.019	1.715×10^{-5}	4.082×10^{-3}
10.5	0.032	8.42×10^{-5}	3.789×10^{-4}	3.545×10^{-3}
13.5	0.027	6.029×10^{-5}	1.996×10^{-4}	4.669×10^{-5}

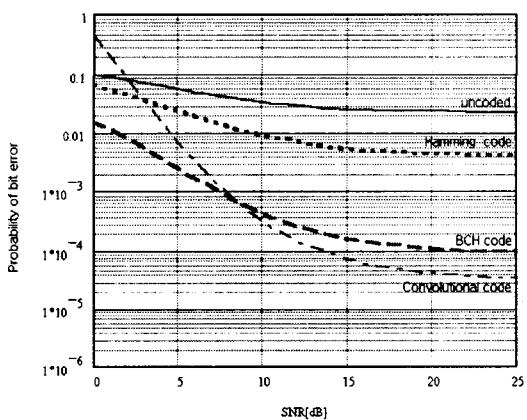


그림 3. 역방향채널에서 FEC 부호의 종류에 따른
비트오율($M=100$, $N=300$)

Fig. 3. The error probability using FEC codes on the reverse channel for $M=100$, $N=300$

지 좋지 않다. Hamming 부호화시스템, BCH 부호화시스템, 길쌈부호화 시스템 모두 SNR의 증가에 따른 오율이 급격히 감소함을 보인다.

표 4. FEC 부호를 사용하였을 때 정방향 채널에
서의 시스템 성능($M=80$, $N=300$).

Table 4. The performance of system with FEC codes on the forward channel ($M=80$, $N=300$).

SNR	Uncoded	Hamming coding	BCH coding	길쌈부호
3	0.046	0.017	1.371×10^{-3}	0.028
6	0.017	2.561×10^{-3}	3.787×10^{-3}	4.572×10^{-3}
10.5	1.461×10^{-3}	1.913×10^{-3}	2.297×10^{-3}	1.262×10^{-10}
13.5	1.469×10^{-4}	1.942×10^{-4}	2.383×10^{-15}	1.266×10^{-15}

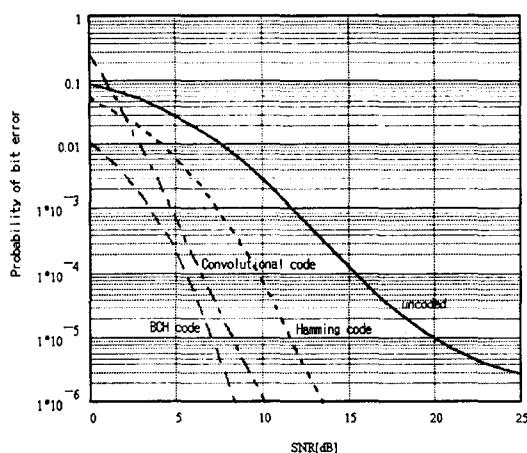


그림 4. 정방향채널에서의 FEC 부호의 종류에 따른 비트오율($M=100$, $N=300$)

Fig. 4 The error probability using FEC codes on the forward channel for $M=100$, $N=300$.

V. 결 론

본 논문에서는 MC-CDMA 시스템의 송·수신기구조와 특성 및 무선이동통신의 페이딩환경과 주파수선택성 Rician 페이딩 채널하에서 MC-CDMA 시스템 성능을 분석하였다. 그리고 기본적인 부호화를 실행하여 비트오율을 비교·분석하므로써 성능개선 효과를 검토하였다. 그러나 MC-CDMA 시스템이 통상의 DS-CDMA가 갖는 분산과 시변환 채널에서의 간섭에 의한 제약을 개선할 수 있는 시스템이므로 향후 차세대 디지털 무선이동통신, 디지털방송 그리고 PCS에 적용될 수 있는 핵심기술로써 관련분야의 기초기반 기술조성에 크게 기여하리라 기대된다.

참고문현

- [1] N.Yee, J.P.M.G.Linnartz and G. Fettweis, "Multi-Carrier CDMA indoor wireless networks", Proc. of IEEE PIMRC, vol.4, pp.131-135, 1993.
- [2] Shiro Kondo and L.B. Milstein, "Multi-carrier CDMA Systems with Cochannel Interference Cancellation," Proc. of 1994 IEEE VTC '94, pp. 1640-1644, June 1994.
- [3] Essam A.Sourour and Masao Nakagawa, "

Performance of orthogonal multicarrier CDMA in a multipath fading channel", IEEE Trans. Comm. vol.44, NO.3, pp.356 -367, March 1996.

- [4] S.Hara and R.Prasad, "DS-CDMA, MC-CDMA and MT-CDMA for mobile multiple media communications", Proc. of IEEE 46th VTC'96, pp. 1106-1110, Atlanta, April 1996.
- [5] Gordon J.R.Povey, "A Multicarrier spread spectrum Rake Receiver for Fast Fading Mobile Radio Channel" Proc. of IEEE VIC'95, pp. 499-503, July, 1995



崔三吉(Sam-Gil Choi)

1969년 2월 : 광운대학교 통신
공학과(공학사)

1988년 2월 : 동아대학교 전자
공학과(공학석사)

1973년 3월~1985년 2월 : 동의
공업전문대학 통신과 교수

1985년 3월~현재 : 동의대학교 전자통신공학과 교수
※ 관심분야 : 디지털 신호처리, 통신 시스템



李正宰(Jeong-Jae Lee)

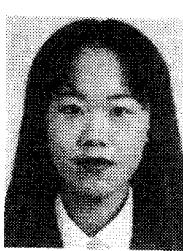
1973년 2월 : 서강대학교 전자
공학과 (공학사)

1984년 2월 : 한양대학교 전자
공학과 (공학석사)

1990년 8월 : 한양대학교 전자
통신공학과 (공학박사)

1997년 8월~1998년 8월 : 미국 Pennsylvania State
Univ. CICTR 교환교수

1987년 2월~현재 : 동의대학교 전자통신공학과 부교수
※ 관심분야 : Multi-Carrier 시스템, 대역확산 시스
템, 확산부호계열 발생, Wavelets 응용 통신시스템



高延和(Yeun-Hwa Ko)

1996년 2월 : 동의대학교 전자통
신공학과 (공학사)

1998년 2월 : 동의대학교 전자공
학과 (공학석사)

※ 관심분야 : Multi-Carrier 시스템,
대역확산 시스템, Wavelets 응용
통신시스템