

다중경로 라이시안 페이딩 채널에서 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 성능 해석

Performance Analysis of Multi-Carrier DS-CDMA System in Multipath Rician Fading Channel

김영철* · 노재성** · 오창현*** · 조성준*

Young-Chul Kim* · Jae-Sung Roh** · Chang-Heon Oh*** · Sung-Joon Cho*

요 약

본 논문은 다중경로 라이시안 페이딩과 다중접속간섭이 함께 존재하는 단일 셀 내의 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 오율 성능을 분석하고, 이를 Single-Carrier DS-CDMA 시스템의 오율 성능과 비교하였다. 또한, 다중경로 페이딩과 다중접속간섭에 의하여 열화된 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 성능 개선을 위해 부호화율이 1/2, 1/3 그리고 1/4인 콘볼루션 부호화 기법을 채용하여, 이로부터 얻어지는 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 성능 특성을 알아 보았다.

분석 결과, 다중경로 페이딩과 다중접속간섭이 존재하는 채널에서 Single-Carrier DS-CDMA 시스템의 RAKE 수신기의 가지를 증가시키거나 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 반송파의 수를 적정하게 선택함으로써 시스템의 사용자의 수를 결정할 수 있음을 알 수 있었다. 또한, 콘볼루션 부호가 적용된 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템은 부호이득과 전력제한 사이의 trade off를 고려하여 부호화율을 선택하여야 함을 알 수 있었다. 결과적으로 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템은 반송파의 수가 증가할수록 처리이득은 감소하나 주파수 다이버시티 효과로 인하여 오율 성능이 개선되었으며, 낮은 칩율을 사용한 시스템의 구성이 가능함을 알 수 있었다.

Abstract

In this paper, it is analyzed that the error performance of a Multi-Carrier DS-CDMA system in a single cell with multipath Rician fading and multiple access interference (MAI) and the error performance of the system is compared with that of a Single-Carrier DS-CDMA system. Moreover, the convolutional coding techniques with code rate of 1/2, 1/3, and 1/4 are adopted in order to improve the error performance degraded by the multipath fading and MAI and performance improvement through the coding techniques is analyzed.

As a result, it is shown that the number of users in each system can be determined by the number of branches of the rake receiver in a Single-Carrier DS-CDMA system and the number of carriers in a Multi-Carrier DS-CDMA system. Furthermore, the convolutional coding should be chosen with considering the trade-off between coding gain and a power limitation in a Multi-Carrier DS-CDMA system. In case of increasing the number of carriers, the processing gain is decreased but the error performance is improved through the effect of frequency diversity and the system can be possibility implemented due to the low chip rate.

*한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과(Dept. of Telecom. & Inform. Eng., Graduate School of Hankuk Aviation Univ.)

**서울대학 정보통신과(Dept. of Inform. & Comm. Eng., Seoul College)

***한국기술교육대학 정보통신공학과(Dept. of Inform. & Comm. Eng., Korea University of Tech. & Edu.)

· 논문 번호 : 20001030-126

· 수정완료일자 : 2001년 3월 13일

I. 서 론

최근의 이동통신은 제 3 세대 방식인 IMT-2000 (International Mobile Telecommunications -2000) 서비스의 시스템 표준화 및 개발이 이루어지고 있다. IMT-2000 서비스는 크게 유럽과 일본이 제안하고 있는 비동기 WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) 방식과 미국이 제안하고 있는 동기 cdma2000 방식이 있으며, 다중접속 방식으로는 직접확산 (DS : Direct Sequence) CDMA 방식이 적용되고 있다^{[1],[2]}. DS-CDMA 방식에서는 확산 신호의 대역폭이 매우 넓어서 채널의 동기 (coherent) 대역폭을 초과하게 되어 다중경로에 의한 주파수 선택성 페이딩의 영향을 받게 된다. 그러나, RAKE 수신기를 이용하면 이와 같은 상황에서도 시스템의 성능을 개선시킬 수 있다. 또한 직접확산 시스템에서는 간섭의 영향을 시스템에서의 처리이득과 수신된 신호의 상관특성을 이용하여 억제할 수 있다^{[3]-[5]}.

본 논문은 Kondo와 Milstein이 제안한 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템을 이용하며, 다중경로 페이딩 환경에서 시스템의 성능 개선을 위하여 IS-95A/B와 마찬가지로 구속장이 9이고 부호화율이 1/2, 1/3 그리고 1/4인 콘볼루션 부호기를 이용한다^{[6]-[10]}.

Multi-Carrier DS-CDMA 시스템은 정보 데이터 열들이 확산 열에 의하여 곱해진 후 M 개의 반송파에 의해 신호가 변조된다. 수신부에서는 각 반송파마다 상관기를 사용하며 상관기의 출력은 최대비 합성에 의하여 합성된다. Multi-Carrier DS-CDMA 시스템은 다중경로 페이딩에 강인하고, 협대역 간섭 억제에 효과적이다. 그리고 낮은 칩 율로도 DS-CDMA 시스템의 구성이 가능하다는 장점이 있다^{[6],[11]}. 현재 사용중인 DS-CDMA 시스템은 직렬 방식의 신호처리와 빠른 전송속도의 처리를 필요로 하나, Multi-Carrier DS-CDMA 시스템은 대조적으로 병렬식의 신호 처리와 낮은 전송속도를 요구한다. 이는 낮은 전력을 소비할 수 있는 장비를 사용할 수 있도록 해 준다^{[6],[7]}.

지금까지의 연구로서 Rowitch와 Milstein은 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템에 콘볼루션 부호를 적용

하여 다중경로 페이딩과 부분대역 간섭 환경에서의 성능을 알아보았다^{[12],[13]}. 본 논문은 매크로 셀과 마이크로 셀, 피코 셀내에 직접파가 존재한다고 가정하여 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템에 IS-95A/B에서 적용한 콘볼루션 부호를 이용하여 성능을 알아본다.

따라서, 다중경로 라이시안 페이딩과 다중접속간섭이 함께 존재하는 채널에서 다수의 반송파를 이용하여 주파수 다이버시티 효과를 얻을 수 있는 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 특성과 성능을 분석하고, 이것을 RAKE 수신기의 채용 여부에 따른 Single-Carrier DS-CDMA 시스템의 성능과 비교한다. 그리고 부호화율 (r)이 1/2, 1/3 또는 1/4인 콘볼루션 부호기를 적용하여 두 시스템의 성능 개선 정도를 분석한다.

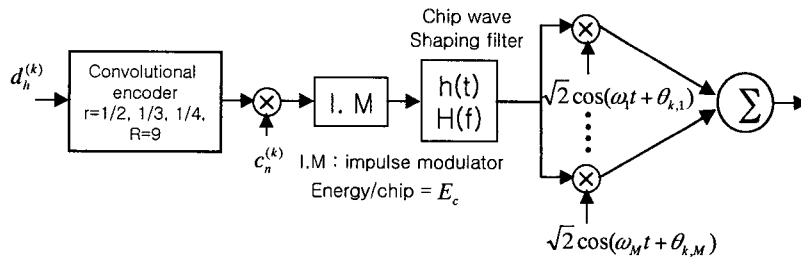
II. Multi-Carrier DS-CDMA 시스템 모델

2-1 송신기

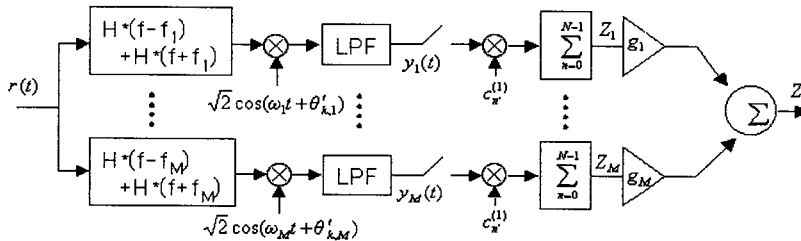
그림 1은 본 논문에서 채용하는 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템에서 k 번째 사용자의 송신기와 수신기 구조를 나타낸다^{[6]-[8]}. $d_h^{(k)}$ 는 입력 2진 데이터로서, 구속장 (R)이 9인 콘볼루션 부호기에 의하여 부호화율 (r)이 1/2, 1/3 또는 1/4로 부호화된다. $c_n^{(k)}$ 는 PN (Pseudo Noise) 부호이며, 하나의 정보 심볼당 N 개의 칩이 할당된다. 그리고 각 사용자에게 서로 다른 PN 부호가 부여된다. $d_h^{(k)} c_n^{(k)}$ 신호는 임펄스 열로 변조되며 이때 E_c 는 칩당 에너지이다. 칩 파형 필터를 통과한 후, 필터기의 출력신호가 Multi-Carrier 신호로 변조되어 전송된다.

2-2 시스템의 대역폭 특성

그림 2(a)는 주파수 대역에서 광대역 Single-Carrier DS-CDMA 신호의 파형이며, 그림 2(b)는 Multi-Carrier DS-CDMA 신호의 파형이다. 그리고 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템에서 하나의 반송파에 대한 대역폭은 다음과 같다^{[6],[7]}.



(a)



(b)

그림 1. Multi-Carrier DS-SS 시스템의 블록도. (a) 송신기, (b) 수신기
Fig. 1. Block Diagram of Multi-Carrier DS-SS system.

(a) Transmitter, (b) Receiver.

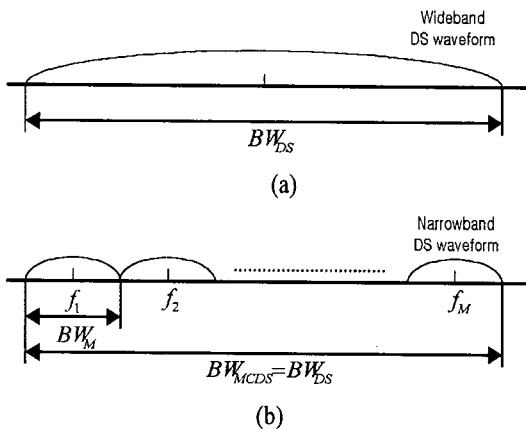


그림 2. DS-SS 파형의 전력 스펙트럼
(a) Single-Carrier DS-SS 시스템
(b) Multi-Carrier DS-SS 시스템
Fig. 2. Power spectrum of DS-SS waveforms.
(a) Single-Carrier DS-SS system
(b) Multi-Carrier DS-SS system.

$$BW_M = \frac{BW_{DS}}{M} = \frac{(1+\alpha)}{M \cdot T_c} \quad (1)$$

여기서, $M \cdot T_c (= T_c)$ 는 Multi-Carrier DS-SS 시스템의 칩 구간이며, M 은 반송파의 수이고, T_c 는 광대역 DS-SS 시스템의 칩 구간이다. α 는 $0 < \alpha \leq 1$ 을 갖는 송신 필터의 roll-off factor이다. 그리고 수신기에서 임의의 사용자에 대한 칩 파형 필터의 특성은 다음과 같다.

$$\int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df = 1 \quad (2)$$

여기서, $|H(f)|^2$ 는 대역통과필터의 대역폭 (W)으로 대역제한된다. 그리고 $W \leq BW_M/2 = (f_{i+1} - f_i)/2$ 이고, f_i 는 i 번째 반송파의 주파수이다. 또한 직접확산 파형들은 서로간에 겹치지 않으며 그림 1에서 $|H(f)|^2$ 는 나이퀴스트 주파수를 만족한

다.

$$I_{y_i}(t) = \sum_{k=2}^U \left\{ \sqrt{E_c} \zeta_{k,i} \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n^{(k)} c_n^{(k)} x(t - nMT_c - \tau_k) \right\} \quad (7)$$

2-3 수신기

다음으로, 다중경로 페이딩과 AWGN (Additive White Gaussian Noise) 채널에서의 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 수신 신호는 다음과 같다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^U \left\{ \sqrt{2E_c} \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n^{(k)} c_n^{(k)} h(t - nMT_c - \tau_k) \cdot \sum_{m=1}^M \alpha_{k,m} \cos(\omega_m t + \theta_{k,m}) \right\} + n_w(t) \quad (3)$$

여기서, $h = \lfloor n/N \rfloor$ 는 칩 파형 필터의 임펄스 응답이다. $\alpha_{k,m}$ 은 페이딩 랜덤 변수인 진폭이고, 위상은 $\theta_{k,m} = \theta_{k,m} + \beta_{k,m}$ 이며, $\beta_{k,m}$ 은 $[0, 2\pi)$ 내에서 균일 분포하는 랜덤 변수이다. $n_w(t)$ 는 양측파대의 전력이 $\eta_0/2$ 인 AWGN이다. 그리고 U 는 사용자 수이고 M 는 반송파의 수이다.

Multi-Carrier DS-CDMA 시스템과 Single-Carrier DS-CDMA 시스템의 성능 비교를 위하여 두 시스템의 대역폭은 동일하며 raised-cosine 필터의 특성 함수 $X(f)$ 는 다음과 같다고 가정한다^{[6][7]}.

$$X(f) = \begin{cases} \frac{1}{W}, & |f| \leq \frac{W}{2}(1-\alpha) \\ \frac{1}{2W} \left\{ 1 - \sin \left[\frac{1}{2\alpha} \left(\frac{2\pi|f|}{W} - \pi \right) \right] \right\}, & \frac{W}{2}(1-\alpha) \leq |f| \leq \frac{W}{2}(1+\alpha) \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (4)$$

여기서, 필터의 대역폭 $W = 1/(M \cdot T_c)$ 이고, α 는 roll-off factor ($0 < \alpha \leq 1$)이다.

임의의 사용자에게 대하여 반송파 동기 및 비트 동기가 이상적으로 이루어졌다고 가정하면, i 번째 칩 정합 필터기의 출력 $y_i(t)$ 는 다음과 같다.

$$y_i(t) = S_{y_i}(t) + I_{y_i}(t) + N_{y_i}(t) \quad (5)$$

단,

$$S_{y_i}(t) = \sqrt{E_c} \alpha_{1,i} \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n^{(1)} c_n^{(1)} x(t - nMT_c) \quad (6)$$

$$N_{y_i}(t) = L p \{ n_w(t) \sqrt{2} \cos(\omega_i t + \theta_{1,i}) \} \quad (8)$$

여기서, $\zeta_{k,i} = \alpha_{k,i} \cos \phi_{k,i}$ 에서 $\alpha_{k,i}$ 와 $\phi_{k,i} = \theta_{k,i} - \theta_{1,i}$ 는 가우스 분포와 $[0, 2\pi)$ 에서 균일 분포를 하며, $I_{y_i}(t)$ 는 다른 사용자로부터의 간섭을 나타낸다. $N_{y_i}(t)$ 는 필터링 된 가우스 잡음이고, $n_w(t)$ 는 $n_w(t)$ 가 i 번째 대역통과 필터를 거친 신호이다. $L p \{ \cdot \}$ 는 저역통과 필터를 나타낸다.

그림 1(b)의 $c_n^{(1)}$ 이 M 열이므로 각 상관기 (Z_i)의 전체 신호 출력 (Z)은 다음과 같다.

$$Z = \sum_{i=1}^M g_i Z_i \quad (9)$$

여기서, g_i 는 i 번째 경로에서의 이득이다.

III. 다중경로 채널 모델

무선 채널은 지연 확산이 T_m 인 느린 라이시안 페이딩 채널로 가정한다. 채널 모델링에서 RAKE 수신기를 채용한 광대역 Single-Carrier DS-CDMA 시스템은 다중경로의 수에 따른 시간 영역에서, Multi-Carrier DS-CDMA 시스템은 동기 대역폭에 따른 주파수 영역에서 해석한다.

먼저, RAKE 수신기를 채용한 광대역 Single-Carrier DS-CDMA 시스템에서 다중경로의 수 (L)은 다음과 같다^{[4][5]}.

$$L = \left\lfloor \frac{T_m}{T_c} \right\rfloor + 1 \quad (10)$$

여기서, T_m 과 T_c 는 각각 지연 확산 시간과 광대역 시스템의 칩 주기이다. $\lfloor \cdot \rfloor$ 는 x 와 동일하거나 보다 적은 최대 정수이다.

무선 채널의 복소 저역등가 임펄스 응답은 다음과 같다.

$$c(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l \delta(t - lT_c) \quad (11)$$

여기서, ξ_l 은 평균이 0인 복소 가우스 랜덤변수

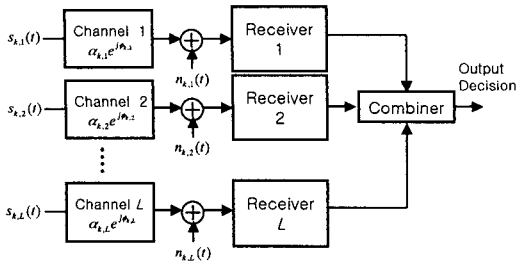


그림 3. 다중경로 채널을 위한 다이버시티 모델
Fig. 3. Diversity model for multipath channel.

이다.

두 번째로 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템에서 주파수 영역의 채널 모델은 동기 (coherent) 대역폭 $(\Delta f)_c$ 에 의하여 특성 지워진다.

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (12)$$

위 식을 만족하는 무선 채널 모델은 그림 3과 같다^[4].

그림 3의 무선 채널에서 L 개의 다이버시티는 상호 독립적이며 채널의 송신 신호 $s_{k,L}(t)$ 는 다중경로 페이딩의 영향과 가우스 잡음 $n_{k,L}(t)$ 에 의하여 왜곡된다. 그림 3에서 $\alpha_{k,L} e^{j\theta_{k,L}}$ 는 k 번째 사용자에서의 L 번째 가지의 감쇠 지수와 위상 편이를 나타낸다.

본 논문에서는 그림 3에서 제시한 다중경로 페이딩 모델로서 수신 신호 중에는 직접파 성분이 존재하며, 반사파 성분을 무시할 수 없는 경우인 라이시안 페이딩 채널로 모델링한다. 이는 이동통신 환경이 매크로 셀에서 마이크로 셀 또는 피코 셀로 소형화되는 추세에 따라 실내·외의 근접한 거리에서 통신이 이루어짐으로 가시거리 (LOS)의 직접파 성분과 장애물에 의한 반사파 성분이 혼재하며 라이시안 파라미터 (K_R)의 범위는 2~12 dB 정도이다. 따라서, L 개의 다중 경로를 거쳐 수신된 라이시안 페이딩 채널에서 수신 신호 대 잡음 전력비의 확률 밀도함수는 다음과 같다^{[14],[15]}.

$$p(\gamma) = \frac{K_R + 1}{\gamma} \exp\left(-\frac{(K_R + 1)\gamma}{\gamma} - K_R L\right)$$

$$\cdot \left(\frac{(K_R + 1)\gamma}{K_R L \gamma}\right)^{\frac{L-1}{2}} I_{L-1}\left(2\sqrt{\frac{LK_R(K_R + 1)\gamma}{\gamma}}\right) \quad (13)$$

여기서, γ 는 순시 신호 대 잡음 전력비이며, $\bar{\gamma}$ 는 평균 신호 대 잡음 전력비, K_R 는 라이시안 파라미터 그리고 L 은 다중경로의 수이고, $I_v(\cdot)$ 는 변형 베셀 함수 (modified Bessel function)를 나타낸다^[16].

IV. Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 성능해석

4-1 Multi-Carrier DS-CDMA BPSK 신호의 오율

본 논문은 다중경로 페이딩과 다중접속간섭, AWGN 채널을 가정하여 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 k 번째 사용자에 대한 i 번째 주파수 대역의 전달 함수는 식 (11)로 부터 $\zeta_{k,i} = \alpha_{k,i} \cdot \exp(j\beta_{k,i})$ 으로 주어지며, $\alpha_{k,i}$ 와 $\beta_{k,i}$ 는 각각 2차 평균 페이딩 랜덤 변수인 진폭과 $[0, 2\pi)$ 내에서 균일 분포하는 단위 랜덤 변수의 위상이다. 따라서, Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 각 상관기에 대한 모든 신호 출력 (Z)은 식 (9)부터 신호 대 잡음 전력비가 최대가 된다면 이득 g_i 는 다음과 같다^[6].

$$g_i = \frac{E\{Z_i | \alpha_{k,i}\}}{\text{Var}\{Z_i | \alpha_{k,i}\}} \quad (14)$$

여기서, $\alpha_{k,i}$ 는 느리게 변화됨으로 각 상관기의 신호 출력 (Z_i)의 평균과 분산이 추정 가능하다면, Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 조건부 신호 대 잡음 전력비 (ρ_m)는 다음과 같다^{[6],[7]}.

$$\begin{aligned} \rho_m &= N^2 E_c \sum_{i=1}^M \frac{\alpha_{1,i}^2}{\frac{(U-1)NE_c}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{4}\right) + \frac{N\eta_0}{2}} \\ &= \left\{ \frac{U-1}{2MN} \left(1 - \frac{\alpha}{4}\right) + \frac{\eta_0}{2MNE_c} \right\}^{-1} \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \alpha_{1,i}^2 \end{aligned} \quad (15)$$

또한 식 (15)에서 $M=1$, $L=1$ 인 경우, Single-Carrier DS-CDMA 시스템의 조건부 신호 대 잡음

전력 비 (ρ_s)는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \rho_s &= \frac{N_1^2 E_{cl}}{\frac{(U-1)N_1 E_{cl}}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{4}\right) + \frac{N_1 \eta_0}{2}} \sum_{i=0}^{L-1} \hat{\alpha}_{1,i}^2 \\ &= \left\{ \frac{U-1}{2N_1} \left(1 - \frac{\alpha}{4}\right) + \frac{\eta_0}{2N_1 E_{cl}} \right\}^{-1} \sum_{i=0}^{L-1} \hat{\alpha}_{1,i}^2 \end{aligned} \quad (16)$$

만약, $(1/M) \sum_{i=1}^M \alpha_{1,i}^2$ 과 $\sum_{i=0}^{L-1} \hat{\alpha}_{1,i}^2$ 가 동일한 확률밀도함수이고 $M=L$ 이라고 가정하면, 비트 에너지 스펙트럼밀도 E_b 는 $MNE_c = N_1 E_{cl}$ 가 된다. 따라서, RAKE 수신기를 채용한 Single-Carrier DS-CDMA 시스템과 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 성능 차이는 없게 된다.

이에 대한 검증으로 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템과 Single-Carrier DS-CDMA 시스템의 시스템 파라미터를 비교한다면 먼저, 두 시스템의 칩 에너지 스펙트럼밀도는 동일함으로 ($E_c = E_{cl}$), Single-Carrier DS-CDMA 시스템의 처리이득은 $N_1 (= NM)$ 이다. 따라서, Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 칩 주기는 $M \cdot T_c (= T_c)$ 임으로 처리이득은 $N = N_1/M$ 이다. 또한 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 비트 에너지 스펙트럼밀도는 $E_b = E_b/M$ 가 됨으로 이는 $E_b = E_c N$ 가 된다. 결과적으로 다중경로 라이시안 페이딩과 다중접속간섭이 존재하는 채널에서 Multi-Carrier DS-CDMA BPSK (Binary Phase Shift Keying) 신호의 비트 오율은 다음과 같이 유도된다(부록 A).

$$\begin{aligned} P_e &= \int_0^\infty \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \cdot p(\gamma) d\gamma \\ &= \frac{1}{2} \frac{K_R+1}{\gamma} \exp(-K_R L) \left(\frac{K_R+1}{K_R L \gamma} \right)^{\frac{L-1}{2}} \\ &\quad \cdot \sum_{n=0}^\infty \frac{\left(\frac{LK_R(K_R+1)}{\gamma} \right)^{\frac{L-1+n}{2}}}{n! \Gamma(n+L)} \\ &\quad \cdot \int_0^\infty \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \exp\left(-\frac{(K_R+1)\gamma}{\gamma}\right) \gamma^{L+n-1} d\gamma \\ &= \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \left(\frac{K_R+1}{\gamma} \right)^L \exp(-K_R L) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\cdot \sum_{n=0}^\infty \frac{\left(\frac{LK_R(K_R+1)}{\gamma} \right)^n}{n! \left(\frac{K_R+1}{\gamma} + 1 \right)^{L+n}} \frac{\Gamma\left(L+n+\frac{1}{2}\right)}{\Gamma(L+n+1)} \\ &\quad \cdot {}_2F_1\left[\frac{1}{2}, L+n; L+n+1; \left(1 + \frac{\gamma}{K_R+1}\right)^{-1}\right] \end{aligned} \quad (17)$$

여기서, $\operatorname{erfc}(\cdot)$ 는 오류 보합수 (complementary error function)이고 $\Gamma(\cdot)$ 는 감마함수 (gamma function)이며 ${}_2F_1[; ; ;]$ 는 초기하함수 (hypergeometric function)이다^[6]. 그리고 γ 는 순시 신호 대 잡음 전력비이고 $\bar{\gamma}$ 는 평균 신호 대 잡음 전력비이다.

4-2 페이딩 채널에서 콘볼루션 부호를 이용하는 Multi-Carrier DS-CDMA BPSK 신호의 오율 개선

IS-95A와 IS-95B에서 채용하는 콘볼루션 부호는 구속장이 9이며, 부호화율이 1/2와 1/3이다. 그러나 IMT-2000 시스템과 같이 음성, 데이터 및 동영상 등과 같이 멀티미디어 서비스를 하는 경우에는 오율은 10^{-6} 이하를 얻어야 하므로 부호화율이 1/4과 1/6 까지도 채용되고 있다^{[11],[2],[9]}.

다음은 본 논문에서 적용한 콘볼루션 부호의 발생 다항식이 $G_1=(363)$, $G_2=(535)$, $G_3=(733)$ 그리고 $G_4=(745)$ 이고 구속장이 9, 부호화율이 1/4인 부호기의 구조는 그림 4와 같다^{[9],[10]}.

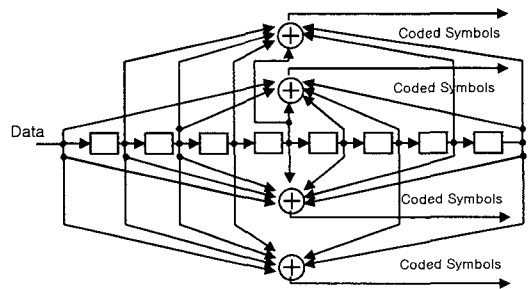


그림 4. 콘볼루션 부호기 (구속장=9, 부호화율=1/4)
Fig. 4. Convolutional encoder (constraint length 9, code rate 1/4).

그리고, 구속장이 9이고 부호화율 ($r = k/n$)이 1/2, 1/3 그리고 1/4인 콘볼루션 부호기에서 각각의 부호화율에 따른 부호기의 전달함수 $T(D) = WD^j$ 는 다음과 같다.

○ 부호화율이 $r = \frac{1}{2}$ 인 경우,

$$T(D) = 11D^{12} + 50D^{14} + 286D^{16} + 1,630D^{18} + 9,639D^{20} + 55,152D^{22} + 320,782D^{24} + 1,859,184D^{26} + 10,777,264D^{28} + \dots \quad (18a)$$

$$\left. \frac{\partial T(D, N)}{\partial N} \right|_{N=1} = 33D^{12} + 281D^{14} + 2,179D^{16} + 15,035D^{18} + 105,166D^{20} + 692,330D^{22} + 4,580,007D^{24} + 29,692,894D^{26} + \dots \quad (18b)$$

○ 부호화율이 $r = \frac{1}{3}$ 인 경우,

$$T(D) = 5D^{18} + 7D^{20} + 36D^{22} + 85D^{24} + 204D^{26} + 636D^{28} + 1,927D^{30} + 5,416D^{32} + 15,769D^{34} + \dots \quad (19a)$$

$$\left. \frac{\partial T(D, N)}{\partial N} \right|_{N=1} = 11D^{18} + 32D^{20} + 195D^{22} + 564D^{24} + 1,473D^{26} + 5,129D^{28} + 17,434D^{30} + 54,092D^{32} + 171,117D^{34} + \dots \quad (19b)$$

○ 부호화율이 $r = \frac{1}{4}$ 인 경우,

$$T(D) = 2D^{24} + 6D^{26} + 10D^{28} + 18D^{30} + 37D^{32} + 95D^{36} + 179D^{38} + 358D^{40} + 810D^{42} + \dots \quad (20a)$$

$$\left. \frac{\partial T(D, N)}{\partial N} \right|_{N=1} = 4D^{24} + 22D^{26} + 38D^{28} + 103D^{30} + 237D^{32} + 587D^{34} + 1251D^{36} + 2765D^{38} + 6666D^{40} + \dots \quad (20b)$$

단, W : 해밍 거리 (j)의 경로 갯수,
 D : 가지 이득,
 j : 해밍 거리.

여기서, 부호 오류율은 BSC (Binary symmetric channel)에서 경판정 (Hard decision)인 경우, 가지이

득 (D^j)의 전달함수를 이용하여 다음과 같이 Chernoff upperbound로 나타낼 수 있다^[9].

$$P_b(e) \leq \frac{1}{k} \frac{\partial T(D, N)}{\partial N} \Bigg|_{N=1, D=\sqrt{4P_s(1-P_s)}} \quad (21)$$

여기서, k 는 부호기에 입력되는 비트의 수이고, P_s 는 식 (17)에서 얻은 오류율이다.

V. 수치 해석 및 검토

본 논문에서는 다중경로 라이시안 페이딩과 다중 접속간섭이 함께 존재하는 채널에서 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템과 RAKE 수신기의 채용 여부에 따른 Single-Carrier DS-CDMA 시스템의 오류 성능을 분석하였다. 그리고 시스템의 성능개선 기법으로 콘볼루션 부호를 이용한 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 오류 성능을 라이시안 페이딩 파라미터 (K_R), 사용자의 수 (U), 반송파의 수 (M), 다중경로의 수 (L), 처리이득 (N) 그리고 콘볼루션 부호기의 부호화율 (r)에 따라 분석한다.

그림 5는 사용자의 수 (U)가 30 명이며 라이시안 페이딩 파라미터 (K_R)에 따른 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 오류 성능을 나타낸다. 먼저, 라이시안 페이딩 파라미터 (K_R)에 관하여 매크로 셀내이던

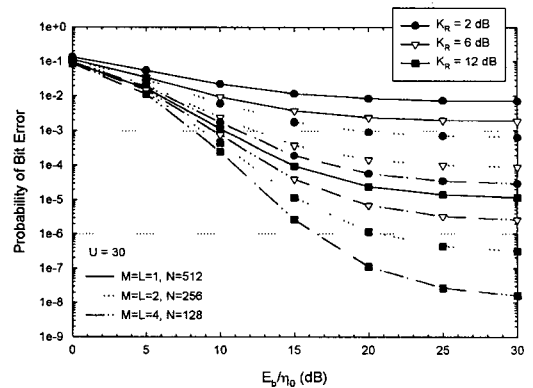


그림 5. 라이시안 페이딩 파라미터 (K_R)에 따른 Multi-Carrier DS-CDMA의 오류 성능
 Fig. 5. Error performance of Multi-Carrier DS-CDMA with the variation of Rician fading parameter (K_R).

서도 원거리에서 미약한 직접파 성분을 갖는 경우로 2 dB를 가정하였고, 마이크로 셀이나 피코 셀과 같이 셀의 면적이 작은 경우에는 6 dB와 12 dB로 가정하였다. 그림에서 보는 바와 같이 채널 환경에 따라서 성능은 좋아졌으며, 채널 환경이 가장 좋은 라이시안 페이딩 파라미터 (K_R)가 12 dB에서 무선 데이터 통신에서 요구하는 오율 10^{-6} 을 얻는데 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템은 2개의 반송파를 갖는 경우에 21.5 dB를, 4개의 반송파를 갖는 경우는 16.5 dB가 요구됨을 알 수 있다. 이의 결과로부터 채널 환경과 음성이나 무선 데이터 등과 같은 요구되는 서비스의 품질에 따라 시스템의 구성을 고려하는 것이 필요함을 알 수 있다. 또한 열악한 다중경로 페이딩 환경에서는 채널 부호화기법이나 다이버시티 수신기법과 같은 성능개선 기법이 요구됨을 알 수 있다.

그림 6은 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템에서 사용자의 수 (U)에 따른 오율 성능을 나타낸다. 무선 환경으로는 매크로 셀과 같이 원거리 통신으로 대별되는 레일리 페이딩 환경과 마이크로 셀이나 피코 셀로 대별되는 라이시안 페이딩 파라미터 (K_R)가 10 dB인 경우로 나타내었다. 그림에서 사용자의 수 (U)가 20 명인 경우에 무선 데이터 통신에서 요구하는 오율 10^{-6} 을 얻는데 레일리 페이딩에서는 Multi-

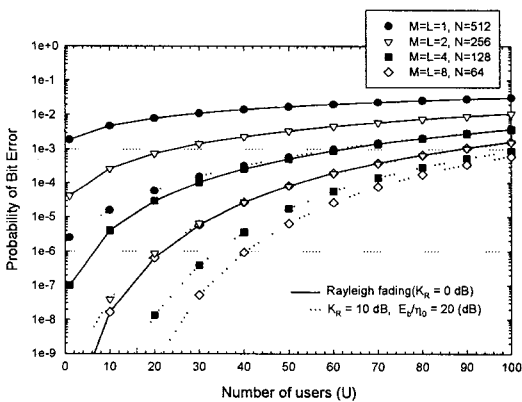


그림 6. Multi-Carrier DS-CDMA 시스템에서 사용자 수 (U)에 따른 오율 성능

Fig. 6. Error performance of Multi-Carrier DS-CDMA system with the variation of the number of users (U).

Carrier DS-CDMA 시스템의 반송파의 수 (M)가 8 개이어야 하지만, $K_R = 10$ dB에서는 반송파의 수 (M)가 2 개이면 된다. 이의 결과로부터 매크로 셀과 같이 면적이 큰 셀에서는 좀더 낮은 성능을 얻기 위하여 높은 전력이나 새로운 성능 개선기법을 사용하여야 하겠지만, 만약 마이크로 셀이나 피코 셀과 같이 셀의 면적이 작은 경우는 기지국간의 거리가 짧아짐으로 초기 비용은 많이 들지만 낮은 전력과 시스템 구성의 용이성으로 시스템의 성능을 개선시킬 수 있다는 잇점을 얻게 된다.

그림 7은 사용자의 수 (U)가 30 명, 처리이득 (N)이 512인 Single-Carrier DS-CDMA 시스템에서 라이시안 페이딩 파라미터 (K_R)와 콘볼루션 부호기의 부호화율 (r)에 따른 오율 성능을 나타낸다. 부호화를 하지 않은 광대역 DS-CDMA 시스템에서 라이시안 페이딩 파라미터 (K_R)가 20 dB인 경우, 오율 10^{-6} 을 달성하기 위하여 E_b/η_0 가 15.5 dB 정도가 필요하다. 그리고 라이시안 페이딩 파라미터 (K_R)가 6 dB인 채널에서 부호화율 (r)이 1/2, 1/3 그리고 1/4인 콘볼루션 부호기를 적용한 경우, 오율 10^{-6} 이하를 달성하기 위하여 E_b/η_0 가 12 dB, 9.5 dB 그리고 8.5 dB가 필요함을 알 수 있다. 이의 결과로부터 전

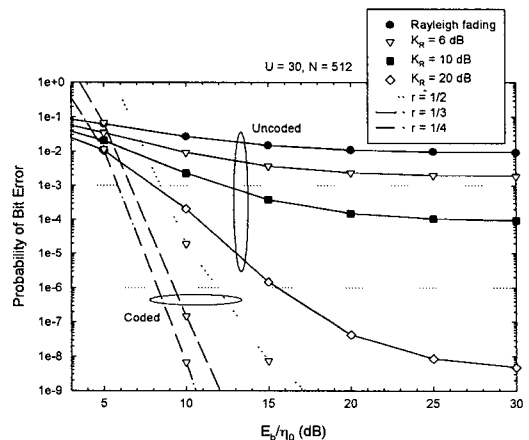


그림 7. 다중경로 페이딩 환경에서 콘볼루션 부호를 이용한 Single-Carrier DS-CDMA 시스템의 오율 성능

Fig. 7. Error performance of Single-Carrier DS-CDMA system with convolutional code in multipath fading environments.

자의 결과는 마이크로 셀이나 피코 셀과 같이 셀의 면적이 작아짐으로써 직접파 성분을 얻을 수 있는 환경 ($K_R = 20$ dB)에서는 부호화 기법이 요구되지 않음을 알 수 있다. 그리고 후자의 결과로서 성능 개선기법으로 부호화 기법이 요구된다면, 부호화율 (r)이 커지면 커질수록 시스템의 성능에 차가 커짐으로 부호이득과 전력제한 시스템의 trade off를 고려하여 부호화율 (r)을 선택하여야함을 알 수 있다.

그림 8은 매크로 셀에서 원거리이거나 마이크 셀과 피코 셀에서 장애물에 의해서 직접파 성분이 없이 다중경로만이 존재하는 레일리 페이딩 환경에서 콘볼루션 부호를 이용한 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 오율 성능을 나타낸다. 콘볼루션 부호의 부호화율 (r)은 1/2 이고 사용자의 수 (U)가 30 명인 경우이다. Single-Carrier DS-CDMA 시스템에서 오율 10^{-6} 을 얻기 위해 E_b/η_0 가 20 dB 정도 필요하지만, Multi-Carrier DS-CDMA 시스템에서는 반송파의 수 (M)가 3개와 8개인 경우에 오율 10^{-6} 을 얻기 위해 9.8 dB와 8.3 dB가 필요함을 알 수 있다. 이의 결과로부터 콘볼루션 부호는 반송파의 수 (M)가 많을수록 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템에서 효과적임을 알 수 있고, 가장 큰 폭의 성능 개선을 얻는 것은 반송파의 수 (M)가 2 개인 경우임을 알 수 있다.

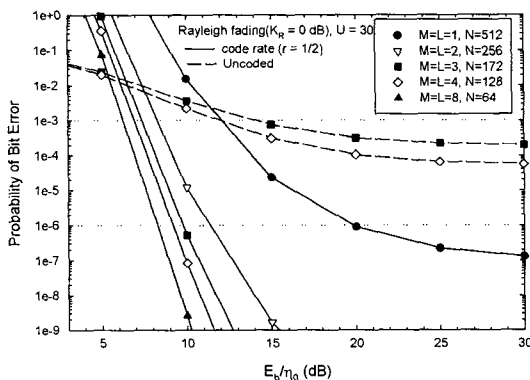


그림 8. 레일리 페이딩 환경에서 콘볼루션 부호를 이용한 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 오율 성능

Fig. 8. Error performance of Multi-Carrier DS-CDMA system with convolutional code in Rayleigh fading environments.

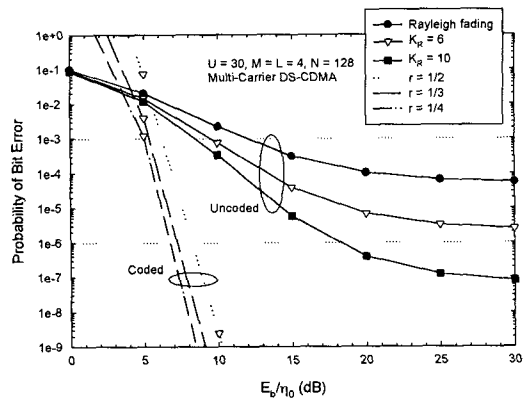


그림 9. 다중경로 페이딩 환경에서 콘볼루션 부호를 이용한 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 오율 성능

Fig. 9. Error performance of Multi-Carrier DS-CDMA system with convolutional code in multipath fading environments.

그림 9는 사용자의 수 (U)가 30 명, 반송파의 수 (M)가 4개이고 처리이득 (N)이 128인 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템에서 라이시안 페이딩 파라미터 (K_R)와 콘볼루션 부호기의 부호화율 (r)에 따른 오율 성능을 나타낸다. 앞서의 결과 그림 8과 유사하지만, 그림 9에서는 오율 10^{-6} 을 달성하기 위하여 콘볼루션 부호기의 부호화율 (r)이 1/3과 1/4을 채용하여도 신호전력에는 0.5 dB의 차 밖에는 변화가 없으므로 콘볼루션 부호기의 부호화율 (r)이 1/3을 채용하는 것이 바람직하다. 이의 결과로부터 반송파의 수 (M)의 증가와 콘볼루션 부호기의 부호화율 (r)에 의하여 시스템 성능에 대한 개선은 시너지 효과를 얻게 됨을 알 수 있지만, 반송파의 수 (M)의 증가에 따라 낮은 부호화율 ($r=1/2, 1/3$)을 갖는 시스템을 채용하더라도 시스템의 성능은 요구되는 오율 성능만큼 개선될 것으로 사료된다.

그림 10은 부호화율 (r)이 1/3인 콘볼루션 부호기를 채용한 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템에서 사용자 수 (U)에 따른 오율 성능을 나타낸다. 앞서의 그림 6과 같은 동일한 무선환경이라 할 때, 레일리 페이딩 환경에서는 반송파의 수 (M)가 2 개인 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템과 라이시안 페이딩 파라미터 $K_R=6$ dB에서의 Single-Carrier DS-CDMA 시스템과 오율 성능이 동일하다. 뿐만 아니

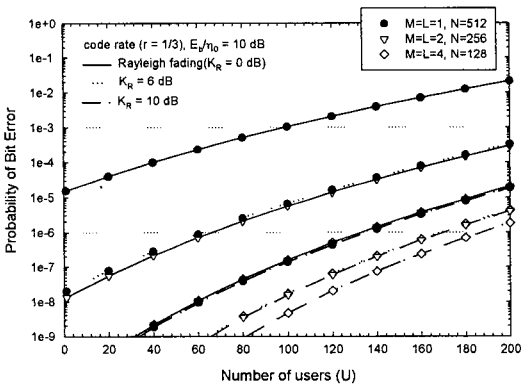


그림 10. 다중경로 페이딩 환경에서 콘볼루션 부호를 이용한 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 사용자 수 (U)에 따른 오율 성능

Fig. 10. Error performance of convolutional coded Multi-Carrier DS-CDMA system with the variation of the number of users (U) in multipath fading environments.

라 레일리 페이딩에서 반송파의 수 (M)가 4 개인 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템과 라이시안 페이딩 파라미터가 $K_R = 6$ dB와 $K_R = 10$ dB에서 반송파의 수 (M)가 2개인 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템과 Single-Carrier DS-CDMA 시스템은 오율 성능이 동일하게 된다. 따라서 이의 결과로부터 매크로 셀이나 마이크로 셀, 피코 셀 등의 주변 환경을 고려하여, 반송파의 수 (M) 또는 콘볼루션 부호기의 부호화율 (r)을 고려한 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 채용이 요구된다.

VI. 결 론

본 논문에서는 다중경로 라이시안 페이딩과 다중접속간섭이 함께 존재하는 채널에서 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템과 Single-Carrier DS-CDMA 시스템의 오율 성능을 분석하였다. 수치해석 결과, 매크로 셀과 같이 면적이 큰 셀에서 발생하는 레일리 페이딩의 경우에 4개의 반송파를 갖는 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템은 마이크로 셀이나 피코 셀에서의 직접파 성분이 존재하는 셀의 Single-Carrier DS-CDMA 시스템과 사용자의 수 (U)가 거의 동일하였다. 그리고, 콘볼루션 부호화 기법을 채용하는

경우에서는 레일리 페이딩에서 반송파의 수 (M)가 4개, $K_R = 6$ dB에서 반송파의 수 (M)가 2개와 $K_R = 10$ dB에서는 Single-Carrier DS-CDMA 시스템의 사용자의 수 (U)면에서 동일함을 알 수 있었다.

콘볼루션 부호화 기법을 채용하여 부호화율 (r)에 따른 BER 성능의 변화는 Single-Carrier DS-CDMA 시스템에서 성능이 현저히 개선되어졌으나, Multi-Carrier DS-CDMA 시스템은 큰 성능 개선이 이루어지지 않았다. 그러므로 부호이득과 전력제한 시스템의 trade off를 고려하여 부호화율 (r)을 선택하여야 하겠다. 또한 부호화 기법을 채용하는 경우에서 성능 개선의 폭이 가장 커지는 경우로는 2개의 가지이거나 반송파였음을 알 수 있었다. 따라서 위의 결과로부터 대역이 한정된 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템에서는 Multi-Carrier의 수가 많을수록 하나의 반송파 당 채널의 점유 대역폭이 좁아지기 때문에 처리이득은 작아지나, Multi-Carrier에 의한 주파수 다이버시티 효과에 의하여 시스템의 오율 성능은 개선되며, 낮은 칩율로 구성되기 때문에 시스템의 구성이 용이하게 될 수 있었음을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] H. Holma, *WCDMA for UMTS*, Wiley, 2000.
- [2] V. K. Garg, *IS-95 CDMA and CDMA2000*, Prentice Hall PTR, 2000.
- [3] G. L. Turin, "Introduction to spread-spectrum antimultipath techniques and their application to urban digital radio," in *Proc. IEEE*, vol. 68, pp. 328-353, Mar., 1980.
- [4] J. Proakis, *Digital Communications*, New York: McGraw-Hill, 1989.
- [5] T. Eng and L. B. Milstein, "Coherent DS-CDMA performance in Nakagami multipath fading," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 1134-1143, Mar., 1995.
- [6] S. Kondo and L. B. Milstein, "Performance of multicarrier DS CDMA systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no. 2, pp. 238-246, Feb., 1996.

- [7] R. Prasad, *Universal Wireless Personal Communications*, Artech House Publishers, 1998.
- [8] Marvin K. Simon and Mohamed-Slim Alouini, *Digital Communication over Fading Channels*, John Wiley & Sons, Inc., 2000.
- [9] J. S. Lee and L. E. Miller, *CDMA System Engineering Handbook*, Artech House Pub., 1998.
- [10] J. Conan, "The weight spectra of some short low-rate convolutional codes," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. COM-32, pp. 1050-1053, Sept., 1984.
- [11] R. E. Ziemer and R. L. Peterson, *Digital Communications and Spread Spectrum Systems*, New York: Macmillan, 1985.
- [12] D. N. Rowitch and L. B. Milstein, "Convolutionally coded multicarrier DS-CDMA system in a multipath fading channel - part I: performance analysis," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 10, pp. 1570-1582, October, 1999.
- [13] D. N. Rowitch and L. B. Milstein, "Convolutionally coded multicarrier DS-CDMA system in a multipath fading channel - part II: narrow-band interference suppression," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 11, pp. 1729-1736, November, 1999.
- [14] N. Yee and J. P. Linnartz, "Controlled equalization of multi-carrier CDMA in an indoor Rician fading channel," in *Proc. VTC '94*, Stockholm, Sweden, pp. 1665-1669, June, 1994.
- [15] 노재성, 김영철, 박기식, 강희조, 조성준, "무선 데이터 통신에서 MRC 다이버시티 수신사의 DS/CDMA-Trellis Coded QPSK 신호의 오류 해석," 한국전자과학회 논문지 제9권 제3호 pp. 317-329, 1998년 8월.
- [16] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*, 5th ed. San Diego, CA: Academic Press, 1994.

[부록 A] 식 (17)의 유도

Multi-Carrier DS-CDMA BPSK 신호의 오율식은 다음과 같다^[4].

$$P_{be} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \quad (\text{A.1})$$

그리고 식 (13)에서 나타낸 바와 같이 L 개의 다중 경로를 거쳐 수신된 라이시안 페이딩 채널에서 수신 신호 대 잡음 전력비의 확률밀도함수는 다음과 같다.

$$p(\gamma) = \frac{K_R+1}{\gamma} \exp\left(-\frac{(K_R+1)\gamma}{\gamma} - K_R L\right) \cdot \left(\frac{(K_R+1)\gamma}{K_R L \gamma}\right)^{\frac{L-1}{2}} I_{L-1}\left(2\sqrt{\frac{LK_R(K_R+1)\gamma}{\gamma}}\right) \quad (\text{A.2})$$

다음의 관계를^[16] 이용하면

$$I_\nu(z) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{z}{2}\right)^{\nu+2n}}{n! \Gamma(n+\nu+1)}$$

식 (A.2)의 $I_{L-1}(\cdot)$ 은

$$I_{L-1}\left(2\sqrt{\frac{LK_R(K_R+1)\gamma}{\gamma}}\right) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{LK_R(K_R+1)}{\gamma}\right)^{\frac{L-1}{2}+n}}{n! \Gamma(n+L)} \gamma^{\frac{L-1}{2}+n}$$

이 되어, 식 (A.2)을 다음과 같이 고쳐 쓸 수 있다.

$$p(\gamma) = \frac{K_R+1}{\gamma} \exp\left(-\frac{(K_R+1)\gamma}{\gamma} - K_R L\right) \cdot \left(\frac{(K_R+1)\gamma}{K_R L \gamma}\right)^{\frac{L-1}{2}} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{LK_R(K_R+1)}{\gamma}\right)^{\frac{L-1}{2}+n}}{n! \Gamma(n+L)} \cdot \gamma^{\frac{L-1}{2}+n} \quad (\text{A.3})$$

따라서, L 개의 다중경로 라이시안 페이딩에서 Multi-Carrier DS-CDMA BPSK 신호의 최종 오율식은 식 (A.1)과 식 (A.3)을 이용하여 다음과 같이 구

할 수 있다.

$$P_e = \int_0^{\infty} P_{be} \cdot p(\gamma) d\gamma = \frac{\int_0^{\infty} P_{be} \cdot p(\gamma) d\gamma}{\int_0^{\infty} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \exp\left(-\frac{(K_R+1)\gamma}{\gamma}\right) \gamma^{L+n-1} d\gamma} \quad (\text{A.4})$$

위의 식 (A.4)에서 밑줄 친 부분 A는 상수이고, 밑줄 친 부분 B는 다음의 관계식을^[16] 이용하여 풀

$$\int_0^{\infty} \operatorname{erfc}(a\sqrt{x}) \exp(-px)x^{m-1} dx = \frac{\Gamma\left(m+\frac{1}{2}\right)}{\sqrt{\pi m(p+a^2)^m}} {}_2F_1\left[\frac{1}{2}, m; m+1; \frac{p}{p+a^2}\right] \quad \text{단, } p > 0, m > 0.$$

위의 관계식과 식 (A.4)로부터

$$a = 1, p = \frac{K_R+1}{\gamma}, m = L+n$$

에 해당하므로, 밑줄 친 부분 B는 다음과 같이 풀어진다.

$$B = \frac{\Gamma\left(L+n+\frac{1}{2}\right)}{\sqrt{\pi(L+n)}\left(\frac{K_R+1}{\gamma}+1\right)^{(L+n)}} \cdot {}_2F_1\left[\frac{1}{2}, L+n; L+n+1; \frac{1}{1+\frac{\gamma}{K_R+1}}\right]$$

그리고

$$z\Gamma(z) = \Gamma(1+z)$$

의 관계를 이용하면 식 (A.4)는 최종적으로 다음과 같이 정리된다.

$$P_e = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \left(\frac{K_R+1}{\gamma} \right)^L \exp(-K_R L) \cdot {}_2F_1 \left[\frac{1}{2}, L+n; L+n+1; \left(1 + \frac{\gamma}{K_R+1} \right)^{-1} \right] \quad (A.5)$$

$$\cdot \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{LK_R(K_R+1)}{\gamma} \right)^n}{n! \left(\frac{K_R+1}{\gamma} + 1 \right)^{L+n}} \frac{\Gamma(L+n+\frac{1}{2})}{\Gamma(L+n+1)}$$

김 영 철



1993년 2월: 동신대학교 공과대학
정보통신공학과(공학사)
1995년 2월: 동신대학교 대학원 전
자공학과(공학석사)
1995년 3월~현재: 한국항공대학
교 대학원 항공통신정보공학과
박사과정

[주 관심분야] 무선통신, 이동통신, 정보이론, 지능형교통
시스템

오 창 현



1988년 2월: 한국항공대학교 항공
통신정보공학과(공학사)
1990년 2월: 한국항공대학교 대학
원 항공통신정보공학과(공학석
사)
1996년 2월: 한국항공대학교 대학
원 항공전자공학과(공학박사)

1993년 2월~1999년 2월: 삼성전자 CDMA 개발팀
1999년 3월~현재: 한국기술교육대학교 정보통신공학과
조교수

[주 관심분야] 무선통신, 이동통신, IMT-2000

노 재 성



1990년 2월: 한국항공대학교 항공
통신정보공학과(공학사)
1992년 2월: 한국항공대학교 대학
원 항공통신정보공학과(공학석
사)
2000년 2월: 한국항공대학교 대학
원 항공통신정보공학과(공학박
사)

1992년 3월~1997년 5월: 한화정보통신(주) 무선가입자망
주임연구원

1997년 6월~1999년 2월: 세영통신(주) 전파기술연구소
선임연구원

1999년 3월~2000년 8월: 강원도립대학 정보통신과 전임
강사

2000년 9월~현재: 서일대학 정보통신과 전임강사

[주 관심분야] 무선통신, 이동통신망 성능분석, 대내 통신
망 프로토콜

조 성 준



1969년 2월: 한국항공대학교 항공
통신정보공학과(공학사)
1975년 2월: 한양대학교 대학원(공
학석사)
1981년 3월: 일본 오사카대학교 대
학원 통신공학과(공학박사)
1969년 4월~1972년 7월: 해군기
술장교

1972년 8월~현재: 한국항공대학교 전자·정보통신·컴
퓨터공학부 교수

[주 관심분야] 무선통신, 이동통신, 위성통신, 환경전자공
학