

다중경로 페이딩 채널에서 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신 Multi-Carrier DS-CDMA/BPSK 신호의 성능 해석

Performance Analysis of a Multi-Carrier DS-CDMA/BPSK Signal with Hybrid SC/MRC- L_c/L Diversity Reception in Multipath Fading Channel

김 영 철 · 조 성 준

Young-Chul Kim · Sung-Joon Cho

요 약

본 논문에서는 다중경로 레일리 페이딩 환경에서 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 성능을 해석하고, 이를 광대역 DS-CDMA 시스템의 성능과 비교, 분석하였다. Multi-Carrier DS-CDMA 시스템에서는 각 반송파의 입력 다이버시티 가지 L 개중에서 L_c 개를 선택하여 최대비 합성하며, 하이브리드 SC/MRC 다이버시티의 출력 신호에 대하여 각각의 반송파별로 상관기를 이용하여 동기 복조 및 역확산을 수행한다.

분석 결과, 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신 광대역 DS-CDMA 시스템은 모든 다이버시티 가지에 대해 비트 동기나 위상 동기가 요구되지 않으므로 시스템의 구조가 간단하며, 비트 동기나 위상 동기가 요구되는 최대비 합성 다이버시티 수신보다는 오율 성능이 떨어지지만, 선택 다이버시티 수신보다는 오율 성능이 좋을 수 있었다. 그리고, 각 다이버시티 가지로부터 이득을 얻게 되므로 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 수신 시 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템은 다중경로 페이딩 채널에서 기존의 광대역 DS-CDMA 시스템보다 성능이 개선된다. 무선 데이터 통신에서 요구되는 오율 10^{-6} 을 목표로 했을 때, 4개의 반송파를 이용하는 경우 하이브리드 SC/MRC-2/4 다이버시티 수신시, 하이브리드 SC/MRC-2/3 다이버시티 수신할 때 보다 사용자를 17명 더 증가시킬 수 있음을 알 수 있었다. 이로서 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신시 입력 다이버시티 가지 (L)를 증가시키므로써 다이버시티 가지의 선택의 폭을 늘릴 수 있어서, 이득을 얻게 된다는 것을 알 수 있었다.

Abstract

In this paper, the performance of a Multi-Carrier DS-CDMA system with Hybrid SC/MRC- L_c/L diversity in the multipath Rayleigh fading environment is analyzed and compared with that of a Wideband DS-CDMA system. Each carriers of the number of the input diversity branches in the Multi-Carrier DS-CDMA system is L and among L , the branches of L_c are chosen to be maximum-ratio-combined. And the diversity outputs are

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

· 논문 번호 : 20010309-029

· 수정완료일자 : 2001년 4월 12일

coherent-detected and despread by the correlator of each carrier.

As the result, we have known that the structure of the Wideband DS-CDMA system with Hybrid SC/MRC- L_c/L diversity reception becomes simple due to no synchronization of bit or phase and in terms of the error performance, the performance of Hybrid SC/MRC- L_c/L diversity is better than that of selection diversity, but worse than that of MRC diversity. Moreover, the performance of a Multi-Carrier DS-CDMA system is better than that of a Wideband DS-CDMA system in multipath Rayleigh fading channel since Hybrid SC/MRC- L_c/L diversity can obtain gain from each diversity branch. In case four carriers are used and required BER is 10^{-6} in wireless data communication, Hybrid SC/MRC-2/4 diversity can increase more 17 users than Hybrid SC/MRC-2/3 diversity because the better input branches can be selected through increase of input branches.

I. 서 론

최근에 이동통신에 대한 관심이 고조되고 있으며, 제 2.5 세대인 PCS (Personal Communication Service)가 제 3 세대의 IMT-2000 (International Mobile Telecommunications- 2000)으로 진전되면서 DS-CDMA (Direct Sequence-Code Division Multiple Access) 방식이 다중접속 방식의 주류를 이루고 있다. IMT-2000에 대하여 유럽과 일본은 WCDMA (Wideband CDMA) 시스템을, 미국은 cdma2000 시스템을 제안하고 있다^{[1],[2]}. 광대역 DS-CDMA 방식은 이동 통신로 상에서 심각한 다중경로 페이딩을 겪게 되는데, 다이버시티 수신 기법은 다중경로를 거쳐 수신되는 신호들을 합성하는 방식으로 다중경로 페이딩을 감소시켜 성능을 개선시키는 대표적인 기술이다^{[3],[4]}.

다이버시티 수신 기법의 대표적인 예로는 최대비 합성 (MRC : maximal ratio combining), 등이득 합성 (EGC : equal gain combining), 선택 합성 (SC : selective combining)이 있다. MRC 다이버시티는 다중경로로 수신되는 각 신호에 대하여 시간 동기, 위상 동기가 요구되며, 페이딩을 받은 진폭에 최적의 가중치를 주어 이를 합성한다. MRC 다이버시티는 합성 신호의 신호 대 잡음 전력비 (SNR : signal-to-noise power ratio)가 최대가 되게 하며, 다른 합성 기술들과 비교하면 가장 성능 개선이 우수하다. 그러나 MRC 다이버시티는 각 가지에서 신호의 페이딩 정보가 필요하므로 다른 합성 기술들보다는 복잡성이 높다. 따라서 실제적으로 EGC 또는 SC 다이버시티 수신 기법들이 사용되고 있다^[5]. 그리고, 기존의 SC 다이버시티는 다이버시티 가지들 중에

서 가장 높은 신호 대 잡음 전력비를 갖는 것을 선택하여 수신하는 방식이다.

최근의 문헌에 의하면 Kong, Eng과 Milstein^{[5]~[7]}은 일반화된 선택 합성 (GSC : generalized selective combining) 다이버시티 기법을 제안하였고, 이것은 기존의 SC 다이버시티에 MRC 다이버시티를 합성시킨 형태이다. 즉, SC 다이버시티에 의하여 L 개의 가지 중에서 L_c 개를 선택한 다음 최적의 가중치를 주어 이들을 최대비 합성 검파하는 방식으로 이를 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 방식이라고 부른다^[8]. 지금까지 연구에서 Kong, Eng과 Milstein은 레일리 페이딩 채널에서 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신시 동기 및 비동기 시스템의 성능을 closed-form으로 유도하여 이를 수치계산하고, 분석하였다^{[5]~[7]}. 또한 Alouini와 Simon은 Nakagami- m 페이딩 채널에서 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신시의 디지털 이진 신호의 성능을 분석하였다^[8].

본 논문에서는 반사파 성분만이 존재하는 다중경로 레일리 페이딩 환경에서 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 성능 개선을 위하여 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티를 적용한다. 우선 다중경로 레일리 페이딩 환경에서 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 특성과 성능을 해석하고, 이를 광대역 DS-CDMA 시스템과 비교, 분석한다. 성능 해석을 위한 파라미터로는 다이버시티 가지의 수 (L, L_c), 사용자 수 (K) 그리고 반송파의 수 (M)를 이용한다.

II. 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템 모델

2-1 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 송·수신기 구조

그림 1은 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템에서의 k 번째 사용자에 대한 송신기와 수신기 구조를 나타낸다. Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 송신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$s_k(t) = \text{Re} \left[\sum_{m=1}^M s_{k,m}(t) \sqrt{2} e^{j(\omega_{k,m}t + \theta_{k,m})} \right] \quad (1)$$

여기서, M 은 반송파의 수이고, $s_{k,m}(t)$ 는 k 번째 사용자에 대한 m 번째 부 반송파의 베이스밴드 신호이다. $\omega_{k,m} = 2\pi f_m$ 이며 f_m 은 부 반송파의 중심 주파수이고 $\theta_{k,m}$ 은 반송파의 위상이다. 부 반송파의 베이스밴드 신호 $s_{k,m}(t)$ 는 다음과 같다.

$$s_{k,m}(t) = \sqrt{E_c} \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_v^{(k)} c_n^{(k)} h(t - nMT_c) \quad (2)$$

여기서, $d_v^{(k)}$ 는 k 번째 사용자의 2진 입력 데이

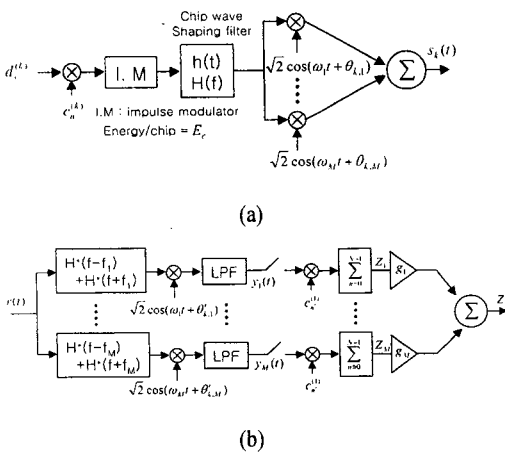


그림 1. Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 블록도
(a) 송신기, (b) 수신기
Fig. 1. Block diagram of Multi-Carrier DS-CDMA system.
(a) Transmitter, (b) Receiver.

터이고, $v = \lfloor n/N \rfloor$ 이며 $\lfloor \cdot \rfloor$ 는 x 와 동일하거나 작은 최대 정수이다. N 은 데이터 비트 당 의사 불규칙 (PN : Pseudo-random) 부호의 칩 수이다. $c_n^{(k)}$ 는 의사 불규칙 부호로서 하나의 정보 심볼 당 N 개의 칩이 할당된다. 각 사용자들에게는 서로 다른 PN 부호가 부여된다. $d_v^{(k)} c_n^{(k)}$ 는 임펄스 열로 변조되며 E_c 는 한 개의 칩 당 에너지이다. $h(t)$ 는 칩 파형 필터의 임펄스 응답이며, 칩 파형 필터를 통과한 후 필터의 출력신호가 Multi-Carrier에 실려 전송된다.^{[2],[9],[10]}

Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 수신기에서 임의의 ($k = 1$) 사용자에 대한 칩 파형 필터는 다음의 특성을 갖는다고 가정한다.

$$\int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df = 1 \quad (3)$$

여기서, $|H(f)|^2$ 는 칩 파형 대역폭 (W)으로 대역제한된다. $W \leq BW_M/2 = (f_{i+1} - f_i)/2$ 이고, f_i 는 i 번째 반송파의 주파수이다. 직접확산 파형들은 서로간에 겹치지 않으며 그림 1에서 $|H(f)|^2 = X(f)$ 는 나이퀴스트 주파수를 만족한다. 부 반송파 M 개의 대역통과 여파기의 출력인 m 번째 부 채널의 가지 신호 $y_m(t)$ 는 수신측의 PN 부호 $c_n^{(k)}$ 와 곱을 함으로써 원래의 정보 데이터를 얻게 된다.

그림 2(a)는 주파수 대역에서 광대역 (Wideband) DS-CDMA 신호 파형이며, 그림 2(b)는 반송파 수 (M)가 4개인 Multi-Carrier DS-CDMA 신호 파형이다. 여기서, 성능 비교를 위하여 광대역 DS-CDMA 시스템의 대역폭과 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 전체 대역폭은 동일하며, Multi-Carrier DS-CDMA 시스템에서의 부 반송파에 대한 대역폭은 다음과 같다.^[9]

$$BW_M = \frac{BW_{DS}}{M} = \frac{(1+\alpha)}{M \cdot T_c} \quad (4)$$

여기서, $M \cdot T_c$ 는 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 칩 구간이며, M 은 반송파의 수이고, T_c 은 광대역 DS-CDMA 시스템의 칩 구간이다. α 는 $0 < \alpha \leq 1$ 을 갖는 roll-off factor이다.

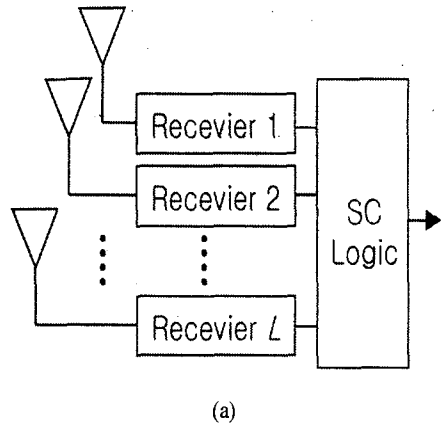
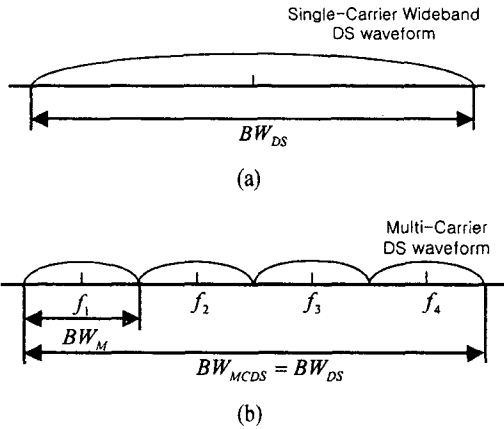


그림 2. DS-CDMA 파형의 전력 스펙트럼
 (a) 광대역 DS-CDMA 시스템
 (b) Multi-Carrier DS-CDMA 시스템
 Fig. 2. Power spectrum of DS-CDMA waveforms.
 (a) Wideband DS-CDMA system
 (b) Multi-Carrier DS-CDMA system.

2-2 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신

일반적으로 다중경로 페이딩의 대책으로서는 크게 채널 등화기와 다이버시티 수신 기법이 많이 사용된다. 이 중에서 채널의 지연 확산이 크지 않을 경우에는 페이딩의 영향을 경감시키는 기술로서 서로 독립적인 2개 이상의 페이딩 수신파를 이용하는 다이버시티 수신 기법이 주로 사용된다^[4].

다이버시티 수신 기법은 검파 후에 합성하는 선택 합성 다이버시티와 검파 전에 합성하는 최대비 합성 다이버시티로 나뉘는데, 선택 합성 다이버시티 수신 기법의 구조는 그림 3(a)와 같으며, 서로 무상관에 가까운 페이딩 수신파로부터 페이딩의 영향을 적게 받은 수신파를 선택하는 방법이다. 수신 구조가 다른 기법에 비하여 간단하다는 장점을 가지고 있으나 최대비 합성이나 등이득 다이버시티보다 성능이 떨어진다는 단점을 가지고 있다. 최대비 합성

다이버시티 수신 기법의 구조는 그림 3(b)와 같으며, 수신기 앞단에 위상 검출기가 있어서 각 다이버시티 가지의 입력 위상을 동상으로 조정하면 다음 각각의 포락선에 비례하여 가중치를 주게 되므로 다른 다이버시티 수신 기법보다 성능 면에서 가장 우

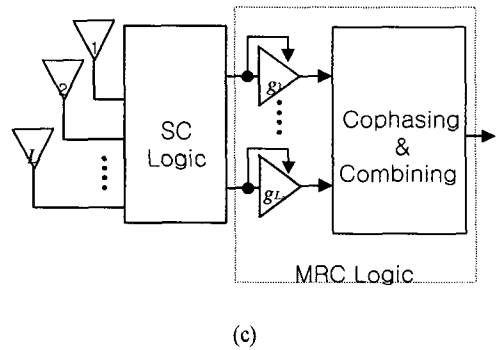
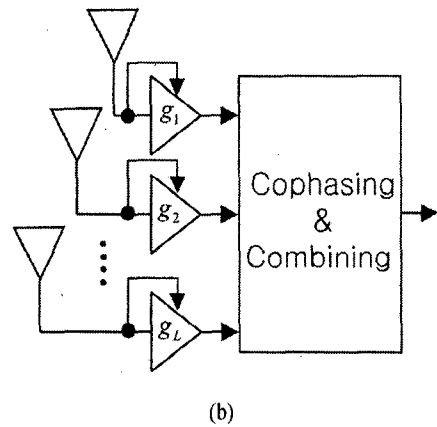


그림 3. 다이버시티 수신 기법
 (a) 선택 합성 다이버시티
 (b) 최대비 합성 다이버시티
 (c) 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티

Fig. 3. Diversity reception techniques.
 (a) Selective Combining diversity
 (b) Maximal Ratio Combining diversity
 (c) Hybrid SC/MRC- L_c/L diversity.

수하다^{[2],[3]}.

따라서, 본 논문에서는 문헌 [5]~[8]에서와 마찬가지로 위의 두 다이버시티 수신 기법의 장점만을 갖춘 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신 기법을 채용한다. 이 기법은 L 개의 입력 다이버시티 가지에 수신되는 신호의 입력 순서 신호 대 잡음 전력비를 비교하여 페이딩의 영향을 적게 받은 L_c 개의 다이버시티 가지가 먼저 선택되고 큰 신호에는 가중치를 크게, 작은 신호에는 가중치를 작게 주어 합성하는 방식이다. 그림 3(c)는 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신 구조이다^[8].

III. 채널 모델

3-1 다중경로 채널 특성

무선 채널은 다중경로로서 지연 확산 값이 T_m 인 느린 레일리 페이딩 환경으로 가정한다. 광대역 DS-CDMA 시스템은 Γ 개의 다중경로가 RAKE 수신기에 입력된다고 가정하며 시간 영역으로 모델링하고, Multi-Carrier DS-CDMA 시스템은 동기(coherent) 대역폭 (Δf)보다 큰 칩 주기를 갖는다고 가정하여 주파수 영역으로 모델링 한다.

먼저, RAKE 수신기를 채용하는 광대역 DS-CDMA 시스템에 대하여 다중경로의 수가 Γ 개라고 할 때 이는 RAKE 수신기의 가지 수와 동일하며 다음과 같다^{[8],[11]}.

$$\Gamma = \left\lfloor \frac{T_m}{T_c} \right\rfloor + 1 \quad (5)$$

그리고, 채널의 복소 저역 통과 임펄스 응답은 Γ 개의 신호를 이용하여 다음과 같이 나타내진다^[11].

$$c(t) = \sum_{\tau=0}^{\Gamma-1} \xi_{\tau} \delta(t - \tau T_c) \quad (6)$$

여기서, ξ_{τ} 은 평균이 '0'인 복소 가우스 랜덤변수이다.

주파수 영역의 채널 모델은 동기 대역폭 (Δf)_c 으로 특성 지워지는데, 이는 반송파의 수를 결정짓

는 변수로서 대단히 중요하며, 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (7)$$

Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 다중 반송파의 수 (M)를 선택하는데 있어서 각 Multi-Carrier 시스템의 부 대역이 선택성이 아니며($T_m/(M \cdot T_c) \leq 1$), 모든 부 대역은 독립적인 페이딩을 받는다($BW_M \geq (\Delta f)_c$)라고 가정한다면, 식 (4)와 식 (7)의 조건이 만족하며 반송파의 수 (M)의 범위는 다음과 같다^[9].

$$\frac{T_m}{T_c} \leq M \leq (1 + \alpha) \frac{T_m}{T_c} \quad (8)$$

식 (8)에서 왼쪽 부등식이 만족하면 $M = \Gamma$ 을 선택하며, 오른쪽 부등식이 만족하면 $\alpha \geq T_c/T_m$ 을 선택한다. 그리고 α 는 roll-off factor ($0 < \alpha \leq 1$)이고, 동기 대역폭은 $(\Delta f)_c = 1/T_m$ 라고 가정한다.

본 논문에서는 무선 채널을 반사파 성분만이 존재하는 열악한 환경인 레일리 페이딩 채널로 가정한다. 단일 셀 내에서 매크로 셀인 경우에는 원거리이고, 마이크로 셀이나 피코 셀인 경우에는 주변 환경에 나무나 벽 등의 장애물에 의하여 직접파가 없는 다중경로 페이딩 환경이라 가정한다. 따라서, 본 논문에서는 다중경로 레일리 페이딩 환경에서의 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 각 반송파는 모두 동일하고, 독립적인 모델링이 가능하기 때문에 그림 1(b)의 수신단의 최대비 합성을 이용한 수신신호의 확률밀도함수 $p(r)$ 는 다음과 같다^{[4],[11]}.

$$p(r) = \frac{r^{\Gamma-1}}{r^{\Gamma}(\Gamma-1)!} \exp\left(-\frac{r}{\bar{r}}\right) \quad (9)$$

여기서, r 는 순서 신호 대 잡음 전력비이고, \bar{r} 는 평균 신호 대 잡음 전력비, $\Gamma (= M)$ 는 다이버시티 가지의 수 (= 반송파의 수)이다. 또한, 식 (9)에서 다이버시티 가지 (Γ)는 Γ 개의 가지를 갖는 다중경로 레일리 페이딩 환경에서 RAKE 수신기를 채용한 광대역 DS-CDMA 시스템에서의 수신신호의 확률밀도함수이다.

3-2 레일리 페이딩 환경에서 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신기의 출력 신호대 잡음 전력비

본 논문에서의 무선채널은 수신 신호에 반사파 성분만이 존재하는 레일리 페이딩 채널로 가정한다. 그리고 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템에서 각 반송파는 협대역의 변조방식으로 볼 수 있으며, 다중경로 페이딩에 의하여 열화되므로 이에 대한 성능 개선이 요구된다 하겠다. 따라서 본 논문에서는 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신 기법을 채용하여 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 각 수신기가 L 개의 입력 다이버시티 가지 중에 가장 큰 신호 대 잡음 전력비 (SNR)를 갖는 L_c 개의 다이버시티 가지를 선택하게 된다.

하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신 기법에서 L 개의 다중경로에서 L_c 개를 선택하므로 먼저, 선택 합성 다이버시티를 살펴본다. 선택 합성 다이버시티 가지의 페이딩 진폭을 큰 것으로부터 작은 것으로 순차로 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_L$ 라고 하고 각각의 반송파로부터 평균 신호 전력을 Ω 라고 가정하자. 각 채널에 대한 비트 당 순시 신호 대 잡음 전력비는 다음과 같이 정의한다.

$$r_l = \alpha_l^2 E_b / \eta_0, \quad (l = 1, 2, \dots, L) \quad (10)$$

단, E_b / η_0 : 각 반송파의 비트 에너지 대 잡음 전력비.

그리고 각 반송파마다의 비트 당 평균 신호 대 잡음 전력비는 $\bar{r}_l = \overline{\alpha_l^2 E_b / \eta_0} = \Omega E_b / \eta_0$ 이다. 따라서 높은 순시 신호 대 잡음 전력비 (r_l)를 갖는 L_c 개의 다이버시티 가지의 결합 확률밀도함수는 다음과 같다^{[6]-[8],[12]}.

$$\begin{aligned} p_{r_1, \dots, r_{L_c}}(r_1, \dots, r_{L_c}) \\ = L_c! \binom{L}{L_c} [P_r(r_{L_c})]^{L-L_c} \prod_{i=1}^{L_c} p_r(r_i), \\ r_1 \geq \dots \geq r_{L_c} \geq 0 \end{aligned} \quad (11)$$

단, $L_c! = 1 \cdot 2 \cdot \dots \cdot L_c$.

$$\binom{L}{L_c} = \left(\frac{L!}{L_c! (L-L_c)!} \right).$$

여기서, $p_r(r)$ 는 r 의 확률밀도함수이고, 식 (10) 과 같다. $P_r(r) = \int_0^r p_r(y) dy$ 는 조건부 분포함수이다. 그리고, $L_c = 2$ 개이고 $L = 3$ 개 또는 $L = 4$ 개인 경우에 식 (11)을 이용하여 레일리 페이딩 채널에서 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티를 적용한 수신 신호의 확률밀도함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} p_{r_1, r_2}(r_1, r_2) &= 6 p_r(r_1) p_r(r_2) P_r(r) \\ r_1 &\geq r_2, (L_c = 2, L = 3) \end{aligned} \quad (12)$$

또는

$$\begin{aligned} p_{r_1, r_2}(r_1, r_2) &= 12 p_r(r_1) p_r(r_2) [P_r(r)]^2, \\ r_1 &\geq r_2, (L_c = 2, L = 4). \end{aligned} \quad (13)$$

만약, 다중경로 페이딩 환경에서 다중경로의 수 (Γ)와 다이버시티 가지의 수 (L)가 동일하면 이는 RAKE 수신기를 채용하여 L_c 개 가지를 선택하는 광대역 DS-CDMA 시스템이 된다^[13]. 이의 조건은 앞서 거론한 식 (5)을 만족하여야 한다. 그리고 광대역 DS-CDMA 시스템의 각 채널에 대한 비트 당 순시 신호 대 잡음 전력비는 식 (10)으로부터 다음과 같다.

$$r_l = \alpha_l^2 E_b / \eta_0, \quad (l = 1, 2, \dots, L) \quad (14)$$

단, E_b / η_0 : 비트 에너지 대 잡음 전력비
($= M E_b / \eta_0$).

IV. Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 오율 해석

4-1 Multi-Carrier DS-CDMA/BPSK 신호의 오율

다중경로 레일리 페이딩 환경에서 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 k 번째 사용자에 대한 i 번째 주파수 대역의 전달 함수는 식 (6)으로부터 $\zeta_{k,i} \equiv \alpha_{k,i} \exp(j\beta_{k,i})$ 으로 주어지며, $\alpha_{k,i}$ 는 2차 평균인 레일리 랜덤 변수이고 $\beta_{k,i}$ 는 위상이 일양 분포하는

[0, 2π)인 단위 랜덤 변수이다. AWGN (Additive White Gaussian Noise) 채널에서 수신되는 Multi-Carrier DS-CDMA의 수신 신호는 다음과 같이 나타내진다^[9].

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \left[\sqrt{2E_c} \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n^{(k)} c_n^{(k)} h(t - nMT_c - \tau_k) \cdot \sum_{m=1}^M \alpha_{k,m} \cos(\omega_m t + \theta_{k,m}') \right] + n_w(t) \quad (15)$$

여기서, K는 사용자 수이고, $h = \lfloor n/N \rfloor$ 는 칩 파형 필터의 임펄스 응답이다. 위상은 $\theta_{k,m}' = \theta_{k,m} + \beta_{k,m}$ 이고, $n_w(t)$ 는 양측과대의 전력이 $\eta_0/2$ 인 AWGN이다.

다음으로 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템과 광대역 DS-CDMA 시스템의 성능 비교를 위해서 전체 대역폭이 동일하다고 가정하며, raised-cosine 필터의 전달 함수 $X(f)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$X(f) = \begin{cases} \frac{1}{W}, & |f| \leq \frac{W}{2}(1-\alpha) \\ \frac{1}{2W} \left\{ 1 - \sin \left[\frac{1}{2\alpha} \left(\frac{2\pi|f|}{W} - \pi \right) \right] \right\}, & \frac{W}{2}(1-\alpha) \leq |f| \leq \frac{W}{2}(1+\alpha) \\ 0, & \text{elsewhere.} \end{cases} \quad (16)$$

여기서, Multi-Carrier 칩 파형의 대역폭은 $W = 1/(M \cdot T_c)$ 이고, 광대역 칩 파형의 대역폭은 $W = 1/T_c$ 이다. α 는 roll-off factor ($0 < \alpha \leq 1$)이다.

임의의 사용자에 대하여 반송파 동기 및 비트 동기가 이상적으로 이루어졌다고 가정하면, i 번째 칩 정합 필터의 출력 $y_i(t)$ 는 다음과 같이 나타내진다.

$$y_i(t) = S_{y_i}(t) + I_{y_i}(t) + N_{y_i}(t) \quad (17)$$

단,

$$S_{y_i}(t) = \sqrt{E_c} \alpha_{1,i} \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n^{(1)} c_n^{(1)} x(t - nMT_c) \quad (18)$$

$$I_{y_i}(t) = \sum_{k=2}^K \left[\sqrt{E_c} \zeta_{k,i} \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n^{(k)} c_n^{(k)} x(t - nMT_c - \tau_k) \right] \quad (19)$$

$$N_{y_i}(t) = L\{n_{w,i}(t)\sqrt{2} \cos(\omega_i t + \theta_{1,i}')\} \quad (20)$$

여기서, $\zeta_{k,i} = \alpha_{k,i} \cos \phi_{k,i}$ 와 $\phi_{k,i} = \theta_{k,i} - \theta_{1,i}'$ 는 가우스 분포를 하게 되며, $I_{y_i}(t)$ 는 다른 사용자로부터의 간섭을 나타낸다. $N_{y_i}(t)$ 는 저역의 가우스 잡음이고, $n_{w,i}(t)$ 는 $n_{w,i}(t)$ 가 i 번째 대역통과 필터를 거친 잡음이다. $L\{\cdot\}$ 는 저역통과 필터를 나타낸다.

따라서, 그림 1(b)의 $c_n^{(1)}$ 이 M개의 열이므로 각 상관기의 신호 출력으로부터 최대비 합성 신호의 출력 (Z)는 다음과 같이 얻어진다.

$$Z = \sum_{i=1}^M g_i Z_i \quad (21)$$

여기서, g_i 는 i 번째 경로에서의 이득이며, Z가 최대가 된다면 g_i 는 다음과 같다^[9].

$$g_i = \frac{E\{Z_i | \alpha_{1,i}\}}{\text{Var}\{Z_i | \alpha_{1,i}\}} \quad (22)$$

또한, 각 상관기의 신호 출력 (Z_i)의 조건부 평균과 분산이 추정 가능하다면, Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 조건부 신호 대 잡음 전력비 (ρ_m)는 다음과 같이 쓸 수 있다^[9].

$$\rho_m = \frac{E^2\{Z | \alpha_1\}}{\text{Var}\{Z | \alpha_1\}} = N^2 E_c r \quad (23)$$

식 (23)을 정리하여 나타내면 다음과 같다^[9].

$$\begin{aligned} \rho_m &= N^2 E_c \sum_{i=1}^M \frac{\alpha_{1,i}^2}{\frac{(K-1)NE_c}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{4}\right) + \frac{N\eta_0}{2}} \\ &= \left\{ \frac{K-1}{2MN} \left(1 - \frac{\alpha}{4}\right) + \frac{\eta_0}{2MNE_c} \right\}^{-1} \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \alpha_{1,i}^2 \end{aligned} \quad (24)$$

또한 식 (24)에서 $M = 1$ 인 경우는 광대역 DS-CDMA 시스템에 해당되며, 이때의 조건부 신호 대 잡음 전력비 (ρ_s)는 다음과 같게 된다.

$$\begin{aligned} \rho_s &= \frac{N_1^2 E_{c1}}{\frac{(K-1)N_1 E_{c1}}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{4}\right) + \frac{N_1 \eta_0}{2}} \sum_{l=0}^{L-1} \hat{\alpha}_{1,l}^2 \\ &= \left\{ \frac{K-1}{2N_1} \left(1 - \frac{\alpha}{4}\right) + \frac{\eta_0}{2N_1 E_{c1}} \right\}^{-1} \sum_{l=0}^{L-1} \hat{\alpha}_{1,l}^2 \end{aligned} \quad (25)$$

만약, $(1/M) \sum_{i=1}^M \hat{\alpha}_{1,i}^2$ 과 $\sum_{i=0}^{L-1} \hat{\alpha}_{1,i}^2$ 가 동일한 확률 밀도함수라고 가정하면, 비트 에너지 (E_b)는 $M = \Gamma$ 이므로 $MN = N_1$, $MNE_c = N_1E_{c1} = E_b$ 가 된다. 이 경우 RAKE 수신기를 채용하는 광대역 DS-CDMA 시스템과 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 성능은 같게 된다. 즉, Multi-Carrier DS-CDMA 시스템과 광대역 DS-CDMA 시스템의 시스템 파라미터를 비교한다면 먼저, 두 시스템의 칩 에너지 스펙트럼밀도는 동일하므로 ($E_c = E_{c1}$), 광대역 DS-CDMA 시스템의 처리이득은 $N_1 (= NM)$ 이다. 그리고, Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 칩 주기는 $M \cdot T_c (= T_c)$ 이므로 처리이득은 $N = N_1/M$ 이다. 또한, Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 비트 에너지 스펙트럼밀도는 $E_b' = E_b/M$ 가 되므로 이는 $E_b' = E_cN$ 가 됨을 알 수 있다.

다중경로 레일리 페이딩 환경에서 Multi-Carrier DS-CDMA/BPSK (Binary Phase Shift Keying) 신호의 비트 오율은 다음과 같이 하여 구한다.

$$P_e = \int_0^\infty Q(\sqrt{2r}) \cdot p_r(r) dr \quad (26)$$

여기서, $Q(\cdot)$ 는 가우시안 Q 함수이다^{[11],[14]}.

4-2 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신 Multi-Carrier DS-CDMA/BPSK 신호의 오율

하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템은 각 반송파마다 다이버시티 가지 (L)가 3개, 4개 그리고 6개이고, 선택되는 다이버시티 가지 (L_c)가 2개인 경우를 적용한다. 이는 그림 1(b)의 수신단에서 M 개의 열을 갖는 각 상관기의 신호 출력 (Z_i)으로부터 최대비 합성 신호의 출력 (Z)는 다음과 같이 얻어진다.

$$Z = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{L_c} g_{i,j} Z_i \quad (27)$$

여기서, $g_{i,j}$ 는 L_c 의 다이버시티 이득을 갖는 i 번째 경로에서의 이득이다.

다중경로 레일리 페이딩 환경에서 하이브리드

SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신 Multi-Carrier DS-CDMA/BPSK 신호에 대한 비트 오율은 다음과 같이 하여 구한다[부록 A]^{[8],[11]}.

$$\begin{aligned} P_{eH} &= \int_0^\infty Q(\sqrt{2r_t}) \cdot p_{r_t}(r_t) dr_t \\ &= \int_0^\infty \int_0^{r_1} Q(\sqrt{2(r_1+r_2)}) \cdot p_{r_1,r_2}(r_1, r_2) dr_2 dr_1 \\ &= \frac{6}{(\gamma)^2} \sum_{n=0}^\infty \frac{(-1)^n}{\pi} \\ &\quad \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left[\left(\frac{1}{\gamma} + \frac{1}{\sin^2 \theta} \right)^2 - \left(\frac{\frac{2}{\gamma} + \frac{1}{\sin^2 \theta}}{\left(\frac{1}{\gamma} + \frac{1}{\sin^2 \theta} \right)^{n+2}} \right)^n \right] d\theta \end{aligned} \quad (28)$$

단, $r_t = r_1 + r_2$.

V. 수치해석 및 검토

본 논문에서는 다중경로 레일리 페이딩 환경에서 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 성능을 해석하고, 이것을 광대역 DS-CDMA 시스템의 오율 성능과 비교하였다. 주요한 성능 분석 파라미터로서는 하이브리드 SC/MRC 다이버시티 가지의 수 (L, L_c), 사용자 수 (K) 그리고 반송파의 수 (M)와 RAKE 수신기 가지의 수 ($\Gamma = L$)를 선택하였다.

그림 4는 단일 셀 내에서 원거리의 매크로 셀인 경우와 장애물에 의한 다중경로 페이딩을 받는 마이크로 셀이나 피코 셀로 열악한 환경인 레일리 페이딩 채널에서 다양한 다이버시티 수신시의 광대역 DS-CDMA 시스템의 성능을 보인다. 여기서 사용자 수 (K)는 1명이고, 처리이득 (M)은 512이다. 그림에서 다이버시티 수신 기법 중 성능 면에서 가장 나쁜 것은 2개의 가지만을 갖는 SC 다이버시티 (■)이며, 성능이 가장 우수한 것은 4개의 가지를 갖는 MRC 다이버시티 (◇) 임을 알 수 있다.

하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 (●) 수신시 가지의 수가 $L = 3$, $L_c = 2$ 개이면 SC 다이버시티 수신시의 $L = 3$ 개일 때보다는 성능이 우수하나, MRC 다이버시티 수신시 $L = 3$ 개일 때보다는 성능이 나쁘다 (그림의 윗 쪽에 위치하는 화살표).

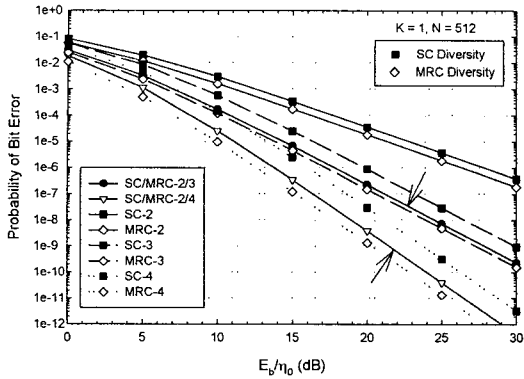


그림 4. 다중경로 페이딩 환경에서 여러 가지 다이버시티 수신기의 광대역 DS-CDMA 시스템의 오율 성능

Fig. 4. Error performance of a Wideband DS-CDMA system with a variety of diversity reception in multipath fading environments.

또한 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 (∇) 수신기 가지의 수가 $L = 4$, $L_c = 2$ 개일 때, SC 다이버시티 수신기 $L = 4$ 개일 때보다는 성능이 우수하며 MRC 다이버시티 수신기 $L = 4$ 개일 때보다는 성능이 나쁘다 (그림의 아랫 쪽에 위치하는 화살표). 따라서, 광대역 DS-CDMA 시스템의 시스템 복잡성과 성능을 고려할 때 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신기가 효율적임을 알 수 있다.

그림 5는 하이브리드 SC/MRC- L_c/L RAKE 수신기를 채용한 광대역 DS-CDMA 시스템의 오율 성능으로서 다양한 가지 수를 채용한 경우이다. 여기서 사용자 수 (K)는 30명이고, 처리이득 (M)은 1024와 512인 경우이다. 앞서의 본 논문에서의 가정과 같이 L 개의 가지는 M 개의 가지와 동일하다고 가정한다.

그림에서 광대역 DS-CDMA 시스템은 처리이득 (M)이 커짐으로서 RAKE 수신기의 가지 이득과 시너지 효과가 있음을 알 수 있다. 그리고 RAKE 수신기의 입력되는 가지 $L = 3$ 개, 4개 그리고 6개는 동일한 $L_c = 2$ 개인 경우에 가지의 수가 많을수록 성능 개선이 큼을 알 수 있다. 이는 입력 가지가 많을수록 선택의 폭이 커짐으로 성능 개선을 이룰 수 있

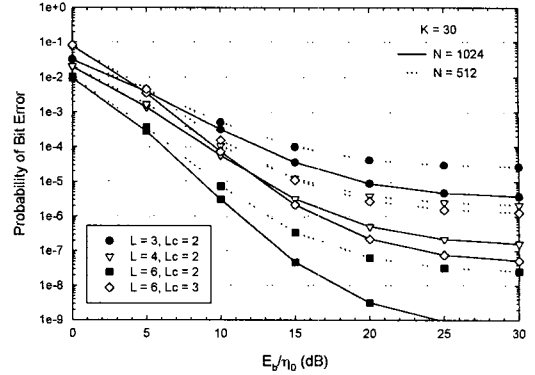


그림 5. 하이브리드 SC/MRC- L_c/L RAKE 수신기를 채용한 광대역 DS-CDMA 시스템의 오율 성능

Fig. 5. Error performance of a Wideband DS-CDMA system adopting Hybrid SC/MRC- L_c/L RAKE receiver.

음을 의미한다. 또한, 가지 $L = 4$, $L_c = 2$ 개와 $L = 6$, $L_c = 3$ 개는 거의 동일한 오율을 얻으며, 이는 L 개의 가지 수와 L_c 개의 가지의 수는 독립적으로 이득을 얻는 것이 아니라, L 개의 가지 수가 L_c 개의 배수로 이득을 얻게 됨을 알 수 있다. 따라서, $L = 4$, $L_c = 2$ 개와 $L = 6$, $L_c = 3$ 개는 2배의 이득을 얻게 되고, $L = 3$, $L_c = 2$ 개는 1.5배의 이득, $L = 6$, $L_c = 2$ 개는 3배의 이득을 얻게 된다는 것을 알 수 있다. 따라서, 위의 결과 그림에서, 가지의 배수가 동일한 경우에는 가지의 수가 적은 $L = 4$, $L_c = 2$ 개가 시스템의 복잡성과 경제적인 면에서 더욱 효율적임을 알 수 있다.

그림 6은 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 오율 성능으로서 다이버시티 가지의 수가 $L = 3$, $L_c = 2$ 개인 경우이다. 앞서의 본 논문에서의 가정과 같이 광대역 DS-CDMA 시스템의 처리이득 (M)이 512인 경우와 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 전체 처리이득 (M)은 동일하다.

이 그림으로부터 반송파의 수 (M)가 증가할수록 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 성능은 향상된다. 예를 들면, 광대역 DS-CDMA 시스템 ($M = 1$)

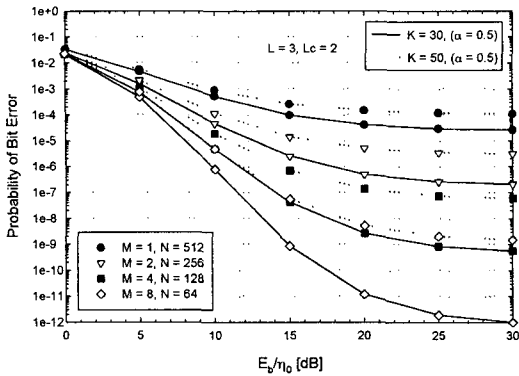


그림 6. 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 오율 성능 ($L = 3, L_c = 2$)

Fig. 6. Error performance of a Multi-Carrier DS-CDMA system with Hybrid SC/MRC- L_c/L diversity reception ($L = 3, L_c = 2$).

에서는 사용자 수 (K)가 30명인 경우에도 무선 데이터 통신에서 요구되는 오율 10^{-6} 을 달성하지 못하였지만, Multi-Carrier DS-CDMA 시스템에서는 무선 데이터 통신에서 요구하는 오율 10^{-6} 을 반송파의 수 (M)가 4와 8개인 경우에 사용자 수 (K)가 50명에서 $E_b/\eta_0 = 14.5$ dB와 12 dB에서 달성하게 됨을 알 수 있다.

그림 7은 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 오율 성능으로서 다이버시티 가지의 수가 $L = 4, L_c = 2$ 개인 경우이다. 결과 그림을 그림 6과 비교하면, 다이버시티 가지의 수가 한 개 더 많아짐으로써 선택의 폭이 넓어져 오율 성능이 더욱 개선된다는 것을 알 수 있다. 예를 들면, 광대역 DS-CDMA 시스템은 사용자 수 (K)가 30명인 경우에 무선 데이터 통신에서 요구되는 오율 10^{-6} 을 앞서의 결과와 같이 달성하지 못하였지만, Multi-Carrier DS-CDMA 시스템은 반송파의 수 (M)가 2개, 4개 그리고 8개인 경우, 사용자 수 (K)가 50명에서 $E_b/\eta_0 = 17.5$ dB, 12 dB 그리고 10.5 dB가 필요함을 알 수 있다. 결과적으로 DS-CDMA 시스템의 장점인 비화성을 고려하면서, Multi-Carrier DS-CDMA 시스템에서의 반송

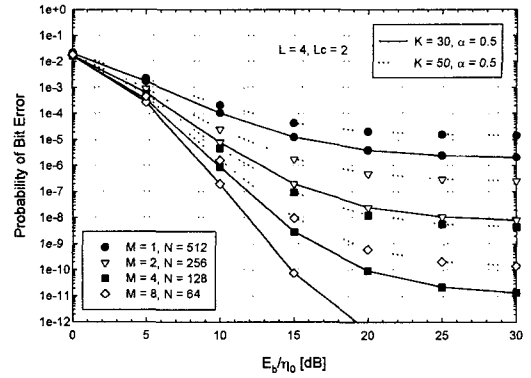


그림 7. 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 오율 성능 ($L = 4, L_c = 2$)

Fig. 7. Error performance of a Multi-Carrier DS-CDMA system with Hybrid SC/MRC- L_c/L diversity reception ($L = 4, L_c = 2$).

파의 수 (M)를 적절히 선택하여야 한다.

그림 8은 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 사용자 수 (K)에 따른 오율 성능으로서 비트 에너지 대 잡음

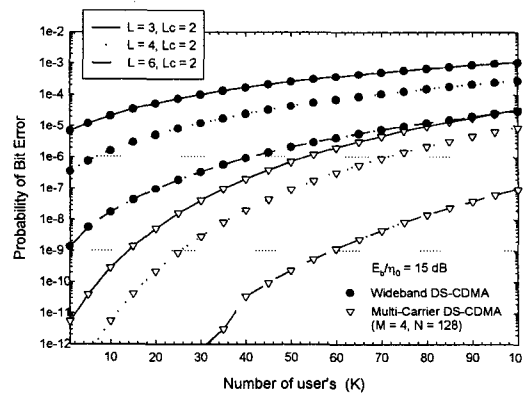


그림 8. 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 사용자 수 (K)에 따른 오율 성능

Fig. 8. Error performance of a Multi-Carrier DS-CDMA system with Hybrid SC/MRC- L_c/L diversity reception for the number of users (K).

표 1. 오율 10^{-6} 을 얻는데 필요한 E_b/η_0 ($K = 20$)

Table 1. Required E_b/η_0 ($K = 20$) to obtain BER of 10^{-6} .

다이버시티 가지의 수 \n 반송파의 수	광대역 DS-CDMA	$M = 2$	$M = 4$	$M = 8$
하이브리드 SC/MRC ($L=3, L_c=2$)	달성 못함	14.5 dB	10.5 dB	9 dB
하이브리드 SC/MRC ($L=4, L_c=2$)	20.5 dB	11.5 dB	9.1 dB	8.2 dB

전력비 (E_b/η_0)가 15 dB일 때 광대역 DS-CDMA 시스템과 4개의 반송파를 갖는 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템을 비교한 것이다. 결과적으로는 다이버시티 수신 기법을 채용할 때는 다이버시티 가지의 수가 많을수록 선택의 폭이 넓어지므로 성능 개선이 현저히 커짐을 알 수 있다 (예로서, $L = 3, 4$ 그리고 6개, $L_c = 2$ 개).

광대역 DS-CDMA 시스템에서는 사용자 수 (K)가 1명일 때 $L = 3, L_c = 2$ 개에서 오율 10^{-6} 을 달성하지 못하나, $L = 4, L_c = 2$ 개일 때는 7명의 사용자, $L = 6, L_c = 2$ 개일 때는 40명의 사용자를 수용할 수 있다. 그리고 4개의 반송파를 갖는 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템에서는 오율 10^{-9} 을 목표로 했을 때 $L = 3, L_c = 2$ 개일 때 14명의 사용자, $L = 4, L_c = 2$ 개일 때는 26명의 사용자와 $L = 6, L_c = 2$ 개일 때는 59명의 사용자를 수용할 수 있다. 즉, 입력 다이버시티 가지가 늘어날수록 사용자 수 (K)가 배수로 증가함을 알 수 있다. 그리고, 광대역 DS-CDMA 시스템에서 하이브리드 SC/MRC- L_c/L RAKE 수신기의 가지 ($L = 6, L_c = 2$ 개)와 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템에서 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 ($L = 3, L_c = 2$ 개)는 사용자 수 (K)가 100명에 근접하여질 때, 오율 성능이 동일하게 되어짐을 알 수 있다. 표 1은 사용자 수 (K)를 20명으로 제한했을 때 오율 10^{-6} 을 얻는데 필요한 비트 에너지 대 잡음 전력비 (E_b/η_0)를 나타낸 것이다.

Ⅵ. 결 론

다중경로 레일리 페이딩 환경에서 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신 광대역 DS-CDMA

시스템과 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템의 성능 분석 결과, 광대역 DS-CDMA 시스템보다 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템이 성능 면에서 우수하였다. 또한 여러 가지 다이버시티 수신시의 시스템 성능 면에서는 MRC 다이버시티 수신 기법이 가장 우수하였으나, 광대역 DS-CDMA 시스템의 시스템 복잡성과 성능 대 비용 면에 있어서 판단하면, 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신이 더욱 효율적임을 알 수 있었다. 그리고 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템에서 무선 데이터 통신에서 요구되는 오율 10^{-6} 을 목표로 했을 때, 반송파의 수가 각각 4개와 8개이며 사용자 수가 50명이라면, 다이버시티 가지의 수가 $L = 3, L_c = 2$ 개일 때보다 다이버시티 가지의 수가 $L = 4, L_c = 2$ 개일 때 E_b/η_0 측면에서 각각 2.5 dB와 1.5 dB의 성능 개선이 있었다. 마지막으로 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신은 선택된 다이버시티 가지 (L_c)가 입력 다이버시티 가지의 수 (L)의 배수만큼의 가지 이득을 얻게 됨을 알 수 있었다. 따라서, IMT-2000에서와 같이 음성이나 데이터, 영상 등의 다양한 서비스를 위해서는 입력 다이버시티 가지의 수를 적절히 선택하는 하이브리드 SC/MRC- L_c/L 다이버시티 수신 Multi-Carrier DS-CDMA 시스템이 효율적임을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] P. Prasad and T. Ojanpera, "An overview of CDMA evolution toward wideband CDMA," *IEEE Comm. Surveys* <http://www.comsoc.org/pubs/surveys> Fourth Quarter, vol. 1, no. 1, 1998.

- [2] R. Prasad, *Universal Wireless Personal Communications*, Artech House Publishers, 1998.
- [3] D. Brennan, "Linear diversity combining techniques," in *Proc. IRE*, vol. 47, pp. 1075-1102, June, 1959.
- [4] G. L. Stuber, *Principles of Mobile Communications*. Norwell, MA:Kluwer, 1996.
- [5] N. Kong, T. Eng, and L. B. Milstein, "A selection combining scheme for RAKE receivers," in *Proc. IEEE Int. Conf. Univ. Personal Commun. ICUPC'95*, Tokyo, Japan, Nov., 1995, pp. 426-429.
- [6] T. Eng, N. Kong, and L. B. Milstein, "Comparison of diversity combining techniques for Rayleigh-fading channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp. 1117-1129, Sept., 1996.
- [7] N. Kong and L. B. Milstein, "Combined average SNR of a generalized diversity selection combining scheme," in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun. ICC'98*, Atlanta, GA, June, 1998, pp. 1556-1560.
- [8] Mohamed-Slim Alouini and Marvin K. Simon, "Performance of coherent receivers with hybrid SC/MRC over Nakagami- m fading channels," *IEEE Trans. on Vehicular Techn.*, vol. 48, no. 4, pp. 1155-1164, July, 1999.
- [9] S. Kondo and L. B. Milstein, "Performance of multicarrier DS CDMA systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no. 2, pp. 238-246, Feb., 1996.
- [10] K. Fazel and G. P. Fettweis, *Multi-Carrier Spread-Spectrum*. Kluwer Academic Pub. 1997.
- [11] J. Proakis, *Digital Communications*. New York: McGraw-Hill, 1989.
- [12] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 1991.
- [13] Erben, H., Zeisberg, S., Nuzkowski, H., "BER performance of a hybrid SC/MRC 2DPSK RAKE receiver in realistic mobile channels," in *Proc. VTC '94*, Stockholm, Sweden, June, 1994, pp. 738-741.
- [14] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*, 5th ed. San Diego, CA: Academic Press, 1994.

[부록 A]

부록 A는 다중경로 레일리 페이딩 환경에서 하이브리드 SC/MRC-2/3 RAKE 수신기를 채용한 광대역 DS-CDMA/BPSK 신호의 오율을 유도한다.

먼저, 레일리 페이딩 환경에서 광대역 DS-CDMA 시스템의 수신신호에 대한 확률밀도함수 ($p(r)$)와 확률분포함수 ($P(r)$)는 다음과 같다^[4].

$$\begin{aligned} p(r) &= \frac{1}{r} \exp\left(-\frac{r}{\bar{r}}\right), \\ P(r) &= 1 - \exp\left(-\frac{r}{\bar{r}}\right). \end{aligned} \quad (A.1)$$

여기서, r 는 순시 신호 대 잡음 전력비이고, \bar{r} 는 평균 신호 대 잡음 전력비이다. 앞서 본문에서 설명한 것처럼, 다중경로 페이딩 환경에서 다중경로의 수 (L)와 다이버시티 가지의 수 (L_c)가 동일하면 이는 RAKE 수신기를 채용하여 L_c 개 가지를 선택하는 광대역 DS-CDMA 시스템이 된다. 이의 조건은 식 (5)을 만족하여야 한다. 따라서, 다중경로 레일리 페이딩 채널에서 하이브리드 SC/MRC- L_c/L RAKE 수신기를 채용한 수신신호의 확률밀도함수는 다음과 같다^{[6]-[8],[12]}.

$$\begin{aligned} p_{r_1, \dots, r_{L_c}}(r_1, \dots, r_{L_c}), \\ = L_c! \binom{L}{L_c} [P(r_{L_c})]^{L-L_c} \prod_{i=1}^{L_c} p_r(r_i) \\ r_1 \geq \dots \geq r_{L_c} \geq 0. \end{aligned} \quad (A.2)$$

단, $L_c! = 1 \cdot 2 \cdot \dots \cdot L_c$.

$$\binom{L}{L_c} = \frac{L!}{L_c!(L-L_c)!}.$$

다중경로 레일리 페이딩 환경에서 하이브리드 SC/MRC-2/3 RAKE 수신기를 채용한 광대역 DS-CDMA/BPSK 신호의 오율을 유도한다.

$$\begin{aligned} P_{eH} &= \int_0^\infty Q(\sqrt{2r}) p_r(r) dr \\ &= \int_0^\infty \int_0^{r_1} Q(\sqrt{2(r_1+r_2)}) \cdot p_{r_1, r_2}(r_1, r_2) dr_2 dr_1 \end{aligned} \quad (A.3)$$

여기서, $Q(\cdot)$ 는 가우시안 Q 함수이며 다음과 같다^{[8],[11]}.

$$\begin{aligned} Q(x) &= \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy \\ &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{x^2}{\sin^2\theta}\right) d\theta \end{aligned}$$

식 (A.3)를 풀어서 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_{eH} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \int_0^\infty \int_0^{r_1} \frac{6}{r} \exp\left(-\frac{r_1}{r}\right) \frac{1}{r} \exp\left(-\frac{r_2}{r}\right) \\ &\quad \cdot \left\{1 - \exp\left(-\frac{r_2}{r}\right)\right\} \exp\left(-\frac{r_1+r_2}{\sin^2\theta}\right) dr_2 dr_1 d\theta \end{aligned} \quad (A.4)$$

식 (A.4)에서 첫 번째 적분인 $I(r_2) = \int_0^{r_1} (\cdot) dr_1$ 를 먼저 풀기로 한다. 이는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} I(r_2) &= \int_0^{r_1} \frac{1}{r} \exp\left(-\frac{r_2}{r}\right) \\ &\quad \cdot \left\{1 - \exp\left(-\frac{r_2}{r}\right)\right\} \exp\left(-\frac{r_2}{\sin^2\theta}\right) dr_1 \end{aligned} \quad (A.5)$$

식 (A.5)는 다음과 같이 나눌 수가 있다.

$$\begin{aligned} I(r_2) &= \int_0^{r_1} \frac{1}{r} \exp\left[-r_2\left(\frac{1}{r} + \frac{1}{\sin^2\theta}\right)\right] dr_1 \\ &\quad - \int_0^{r_1} \frac{1}{r} \exp\left[-r_2\left(\frac{2}{r} + \frac{1}{\sin^2\theta}\right)\right] dr_1 \end{aligned}$$

이는 다음과 같은 수식을 이용하여 변환한다^[14].

$$\int_0^u x^n \exp(-\mu x) dx = \mu^{-n-1} \gamma(n+1, \mu u),$$

$$[u > 0, \text{Re } \mu > 0, n = 0, 1, 2, \dots]$$

여기서, $\gamma(\cdot, \cdot)$ 는 불완전 감마함수이다. 식 (A.5)를 위의 식을 이용하여 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} I(r_2) &= \frac{1}{r} \left(\frac{1}{r} + \frac{1}{\sin^2\theta}\right)^{-1} \gamma\left(1, \left(\frac{1}{r} + \frac{1}{\sin^2\theta}\right)r_1\right) \\ &\quad - \frac{1}{r} \left(\frac{2}{r} + \frac{1}{\sin^2\theta}\right)^{-1} \gamma\left(1, \left(\frac{2}{r} + \frac{1}{\sin^2\theta}\right)r_1\right) \end{aligned} \quad (A.6)$$

불완전 감마함수 $\gamma(\cdot, \cdot)$ 는 다음과 같이 변환된다^[4].

$$\gamma(a, x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{a+n}}{n!(a+n)}.$$

이를 이용하여 식 (A.6)을 정리하면 다음과 같다.

$$I(r_2) = \frac{1}{r} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n!(n+1)} \left(\frac{1}{r} + \frac{1}{\sin^2\theta}\right)^n r_1^{1+n} - \frac{1}{r} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n!(n+1)} \left(\frac{2}{r} + \frac{1}{\sin^2\theta}\right)^n r_1^{1+n} \quad (A.7)$$

다음으로 식 (A.4)에서 두 번째 적분인

$I(r_1) = \int_0^{\infty} (\cdot) dr_1$ 를 정리한다면

$$I(r_1) = \int_0^{\infty} \frac{6}{r} \exp\left(-\frac{r_1}{r}\right) \frac{1}{r} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{(n+1)!} \cdot \left(\frac{1}{r} + \frac{1}{\sin^2\theta}\right)^n r_1^{1+n} \exp\left(-\frac{r_1}{\sin^2\theta}\right) dr_1 - \int_0^{\infty} \frac{6}{r} \exp\left(-\frac{r_1}{r}\right) \frac{1}{r} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{(n+1)!} \cdot \left(\frac{2}{r} + \frac{1}{\sin^2\theta}\right)^n r_1^{1+n} \exp\left(-\frac{r_1}{\sin^2\theta}\right) dr_1 \quad (A.8)$$

위의 식을 정리하면 다음과 같다.

$$I(r_1) = \frac{6}{(r)^2} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{(n+1)!} \left(\frac{1}{r} + \frac{1}{\sin^2\theta}\right)^n \cdot \int_0^{\infty} r_1^{1+n} \exp\left[-r_1\left(\frac{1}{r} + \frac{1}{\sin^2\theta}\right)\right] dr_1$$

김 영 철



1993년 2월: 동신대학교 공과대학 정보통신공학과(공학사)
1995년 2월: 동신대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
1995년 3월~현재: 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 박사과정

[주 관심분야] 무선통신, 이동통신, 정보이론, 지능형교통시스템

$$- \frac{6}{(r)^2} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{(n+1)!} \left(\frac{2}{r} + \frac{1}{\sin^2\theta}\right)^n \cdot \int_0^{\infty} r_1^{1+n} \exp\left[-r_1\left(\frac{1}{r} + \frac{1}{\sin^2\theta}\right)\right] dr_1 \quad (A.9)$$

이는 다음과 같은 수식을 이용하여 변환한다^[4].

$$\int_0^{\infty} x^{\nu-1} \exp(-\mu x) dx = \frac{1}{\mu^{\nu}} \Gamma(\nu),$$

[Re $\mu > 0$, Re $\nu > 0$]

식 (A.9)는 위의 식을 이용하여 정리하면 다음과 같다.

$$I(r_1) = \frac{6}{(r)^2} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \left(\frac{1}{r} + \frac{1}{\sin^2\theta}\right)^2 - \frac{6}{(r)^2} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{\left(\frac{2}{r} + \frac{1}{\sin^2\theta}\right)^n}{\left(\frac{1}{r} + \frac{1}{\sin^2\theta}\right)^{n+2}} \quad (A.10)$$

따라서, 식 (A.4)에서 세 번째 적분식인

$P_{eH} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} (\cdot) d\theta$ 을 적용하면, 최종 오류식은 다음과 같은 수식으로 얻게 된다.

$$P_{eH} = \frac{6}{(r)^2} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{\pi} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left[\left(\frac{1}{r} + \frac{1}{\sin^2\theta}\right)^2 - \frac{\left(\frac{2}{r} + \frac{1}{\sin^2\theta}\right)^n}{\left(\frac{1}{r} + \frac{1}{\sin^2\theta}\right)^{n+2}} \right] d\theta \quad (28)$$

조 성 준



1969년 2월: 한국항공대학교 항공통신공학과(공학사)
1975년 2월: 한양대학교 대학원(공학석사)
1981년 3월: 일본 오사카대학 대학원 통신공학과(공학박사)
1969년 4월~1972년 7월: 해군기

술장교

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

[주 관심분야] 무선통신, 이동통신, 위성통신, 환경전자공학